Ю. Р. НОСОВ, А. С. СИДОРОВ

ОПТРОНЫ
и их применение

Ю. Р. НОСОВ, А. С. СИДОРОВ

ОПТРОНЫ
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981

ББК 32.854.2
Н84
УДК 621.383

Носов Ю. Р., Сидоров А. С.

Н84 Оптроны и их применение. — М.: Радио и связь, 1981. — 280 с., ил.

1 р. 10 к.

Рассмотрены принцип действия, физические основы, устройство и параметры оптронов и оптоэлектронных интегральных схем. Изложены особенности построения и расчета схем, использующих оптроны. Приведены технические характеристики отечественных оптронов, рассмотрены 100 практических схем, иллюстрирующих возможности эффективного применения оптронов в ряде областей техники.

Книга рассчитана на широкий круг читателей.

$Н\frac{30407-114}{046(01)-81}$ 32-81(С.р.) 2403000000 ББК 32.854.2 6Ф0.3

Рецензенты:

д-р техн. наук А. Г. Алексенко
и канд. техн. наук Л. Е. Эпштейн

Редакция литературы по электронной технике

ПРЕДИСЛОВИЕ

Оптрон, оптронная интегральная микросхема — эти понятия с каждым годом становятся известными все более широким кругам специалистов в области радиоэлектроники. Развитие оптронной техники уверенно вступило в стадию массового промышленного производства. Оптроны все чаще находят применение в электронной аппаратуре.

В связи с этим авторы предлагаемой книги сочли полезным обобщить расчетно-теоретический и экспериментальный материал по физике, устройству, характеристикам и применению оптронов. Общие положения подкрепляются конкретными данными по оптронам отечественного производства, а также практическими схемами их применения. При подготовке книги были использованы материалы как отечественных, так и зарубежных разработок в области оптронов.

В развитие оптронной техники внесли вклад большие инженерные коллективы, без деятельности которых не могла бы быть написана эта книга. В связи с этим хотелось бы назвать Ю. П. Хазанкина, Л. М. Нейгауз, В. В. Гаршенина, Н. Н. Максимову, Н. А. Дорофеева, Э. П. Калошкина, А. О. Олеска, В. А. Горохова, В. П. Дмитриева, Г. С. Узварик, В. Н. Степанову, Т. А. Ирову, А. Б. Гитцевича, В. М. Марахонова и Л. И. Кишиневского.

Авторы признательны рецензентам проф. А. Г. Алексенко и канд. техн. наук Л. Е. Эпштейну, а также д-ру физ.-мат. наук Д. З. Гарбузову за полезные замечания, сделанные при чтении рукописи, и М. О. Владимировой, Г. С. Гавриловой и И. С. Тимофеевой за подготовку рукописи к печати.

ВВЕДЕНИЕ

Основные определения. *Оптронами* называют такие оптоэлектронные приборы, в которых имеются источник и приемник излучения (светоизлучатель и фотоприемник) с тем или иным видом оптической и электрической связи между ними, конструктивно связанные друг с другом [1].

Принцип действия оптронов любого вида основан на следующем. В излучателе энергия электрического сигнала преобразуется в световую, в фотоприемнике, наоборот, световой сигнал вызывает электрический отклик. Электрический сигнал на излучатель может поступать как от внешнего источника, так и по цепи электрической связи от фотоприемника. Световой сигнал на фотоприемник может поступать также как извне, так и по цепи оптической связи от излучателя. Таким образом, и светоизлучатель и фотоприемник могут выступать в качестве элементов электрической и оптической цепей. Возможность реализации прямых и обратных, положительных и отрицательных связей между этими элементами по цепям обоих видов предопределяет ширину функциональных возможностей оптронов.

Практически распространение получили лишь оптроны, у которых имеется прямая оптическая связь от излучателя к фотоприемнику и, как правило, исключены все виды электрической связи между этими элементами.

По степени сложности структурной схемы среди изделий оптронной техники выделяют две группы приборов. *Оптопара* (говорят также «элементарный оптрон») представляет собой оптоэлектронный полупроводниковый прибор, состоящий из излучающего и фотоприемного элементов, между которыми имеется оптическая связь, обеспечивающая электрическую изоляцию между входом и выходом [2]. *Оптоэлектронная интегральная микросхема* представляет собой микросхему, состоящую из одной или нескольких оптопар и электрически со-

Рис. В.1. Разновидности оптронов и оптоэлектронных микросхем

единенных с ними одного или нескольких согласующих или усилительных устройств [3].

По конструктивному исполнению оптроны обычно ничем не отличаются от полупроводниковых приборов и интегральных схем (рис. В.1). Таким образом, рассматриваемые здесь оптопары и оптоэлектронные микросхемы представляют собой приборы с электрическими входными и выходными сигналами, отличающиеся тем, что внутри них связь входа с выходом осуществляется с помощью световых сигналов. В электронной цепи такой прибор выполняет функцию элемента связи, в котором в то же время осуществлена электрическая (гальваническая) развязка входа и выхода (рис. В.2). Детальный анализ оптронов показывает, что при умелом ис-

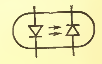


Рис. В.2. Электрическая схема диодного оптрона

пользовании внешних электрических связей эти приборы могут обладать и другими функциональными возможностями.

Отличительные особенности оптронов. *Достоинства* этих приборов базируются на общем оптоэлектронном принципе использования электрически нейтральных фотонов для переноса информации [1, 4, 5]. Основные из них следующие:

— возможность обеспечения идеальной электрической (гальванической) развязки между входом и выходом: для оптронов не существует каких-либо принципиальных физических или конструктивных ограничений по достижению сколь угодно высоких напряжений и сопротивлений развязки и сколь угодно малой проходной емкости;

— возможность реализации бесконтактного оптического управления электронными объектами и обусловленные этим разнообразие и гибкость конструкторских решений управляющих цепей;

— однонаправленность распространения информации по оптическому каналу, отсутствие обратной реакции приемника на излучатель;

— широкая частотная полоса пропускания оптрона, отсутствие ограничения со стороны низких частот (что свойственно импульсным трансформаторам); возможность передачи по оптронной цепи как импульсного сигнала, так и постоянной составляющей;

— возможность управления выходным сигналом оптрона путем воздействия (в том числе и неэлектрического) на материал оптического канала и вытекающая отсюда возможность создания разнообразных датчиков, а также разнообразных приборов для передачи информации;

— возможность создания функциональных микроэлектронных устройств с фотоприемниками, характеристики которых при освещении изменяются по сложному заданному закону;

— невосприимчивость оптических каналов связи к воздействию электромагнитных полей, что в случае «длинных» оптронов (с протяженным волоконно-оптическим световодом между излучателем и приемником) обусловливает их защищенность от помех и утечки информации, а также исключает взаимные наводки;

— физическая и конструктивно-технологическая совместимость с другими полупроводниковыми и микроэлектронными приборами.

Оптронам присущи и определенные *недостатки:*

— значительная потребляемая мощность, обусловленная необходимостью двойного преобразования энергии (электричество — свет — электричество) и невысокими КПД этих переходов;

— повышенная чувствительность параметров и характеристик к воздействию повышенной температуры и проникающей ядерной радиации;

— более или менее заметная временна́я деградация (ухудшение) параметров;

— относительно высокий уровень собственных шумов, обусловленный, как и два предыдущих недостатка, особенностями физики светодиодов;

— сложность реализации обратных связей, вызванная электрической разобщенностью входной и выходной цепей;

— конструктивно-технологическое несовершенство, связанное с использованием гибридной непланарной технологии (с необходимостью объединения в одном приборе нескольких отдельных кристаллов из различных полупроводников, располагаемых в разных плоскостях).

Перечисленные недостатки оптронов по мере совершенствования материалов, технологии, схемотехники частично устраняются, но тем не менее еще длительное время будут носить достаточно принципиальный характер. Однако их достоинства столь высоки, что обеспечивают уверенную внеконкурентность оптронов среди других приборов микроэлектроники.

Проблемы и задачи исследований. Научные исследования в области оптронной техники связаны прежде всего с получением необходимых составных элементов оптронов — излучателей и фотоприемников.

В области *излучателей* это: исследование процессов генерации оптического излучения полупроводниками при различных видах электрического возбуждения: инжекция носителей заряда *p*—*n*-переходом, предпробойная электролюминесценция и др.; расчет к. п. д. преобразования электрической энергии в энергию излучения, оценка предельных возможностей; нахождение методов оптимизации конструкции излучающей структуры с точки зрения одновременного достижения высокой мощно-

сти излучения, узкой диаграммы направленности, высокого быстродействия; разработка технологии излучающих структур.

Основным видом излучателей для оптронов являются светодиоды на основе GaAs или тройных соединений типа GaAlAs и GaAsP. Поэтому решать указанные вопросы следует прежде всего применительно к светодиодам на этих материалах, эффективно излучающим в крайне красной (0,67 ... 0,70 мкм) и ближней ИК областях (0,80 ... 0,95 мкм) [6].

В области *фотоприемников* развитие оптронной техники стимулирует исследования в следующих основных направлениях: анализ фотоэлектрических явлений в полупроводнике, «погруженном» в оптическую среду и возбуждаемом излучением узкого спектрального состава; оценка предельных возможностей; совершенствование конструкции, технологии и основных параметров традиционных фотоприемников (фотодиодов, фототранзисторов, фототиристоров, фоторезисторов); разработка и промышленное освоение новых типов фотоприемников, обладающих наилучшим сочетанием чувствительности и быстродействия (p—i—n-фотоструктур, гетерофотодиодов, фотодиодов с барьером Шоттки, лавинных фотодиодов), разработка интегральных фотоприемников.

Основными фотоприемниками для оптронов являются кремниевые приборы с p—n (p—i—n)-структурами, применительно к которым и ведутся физические и конструкторско-технологические исследования [7].

При *конструировании оптронов* исследования концентрируются в следующих направлениях: анализ распространения излучения в оптически неоднородных средах, разработка инженерных методик расчета, нахождение способов направленной передачи излучения от области генерации света к области фотоэлектрического преобразования; разработка материалов оптических сред, обладающих оптимальным сочетанием широкого круга свойств (высокое светопропускание, высокие диэлектрические характеристики, хорошая адгезия к полупроводникам излучателя и фотоприемника, термостойкость, технологичность); решение проблемы согласования элементов оптронов (излучатель, приемник, оптическая среда) по спектральным, электрическим, эксплуатационным, надежностным характеристикам и технологическим показателям; разработка и промышленное освое-

ние микроминиатюрных конструкций оптронов, пригодных для механизации и автоматизации сборочных процессов; разработка «управляемых» оптических сред и конструкций оптического канала, способных управлять светопропусканием.

Таким образом, исследование процессов генерации, распространения, фотоэлектрического преобразования излучения, нахождение и создание новых материалов, повышающих эффективность этих процессов, разработка конструкций и технологии элементов оптрона и прибора в целом — все это образует физико-технологические основы оптронной техники.

Разнообразны и проблемы, связанные с *применением оптронов*: анализ оптических и электрических связей между элементами и построение соответствующих эквивалентных схем; создание математических моделей оптронов, пригодных для машинного анализа и синтеза электронных цепей; построение типовых схем сопряжения оптронов с входными и выходными каскадами микросхем; нахождение схемотехнических путей достижения максимальной скорости передачи цифровой и аналоговой информации по оптронной цепи; определение системы параметров оптронов различного функционального назначения и разработка методик их измерения; расчет помехоустойчивости оптронных схем и определение их предельных возможностей; оценка экономической эффективности применения оптронов.

Рис. В.3. Математическая формализация задач физики и схемотехники оптроиа

Важную роль для оптронной схемотехники играет то, что оптроны, несмотря на дуальность физической природы связей в них (электрических и оптических), подчиняются математическому формализму теории электрических цепей [8].

Нахождение математических соотношений между электрическими и оптическими возмущениями в элементах оптрона (рис. В.3) естественно предполагает решение не только стационарных, но и нестационарных задач.

Обобщенная структурная схема (рис. В.4 [9]). Как элемент связи оптрон характеризуется коэффициентом передачи K_I, определяемым отношением выходного и входного сигналов, и максимальной скоростью передачи информации F. Практически вместо F измеряют длительности нарастания и спада передаваемых импульсов $t_{нар(сп)}$ или граничную частоту. Возможности оптрона как элемента гальванической развязки характеризуются максимальным напряжением и сопротивлением развязки $U_{разв}$ и $R_{разв}$ и проходной емкостью $C_{разв}$.

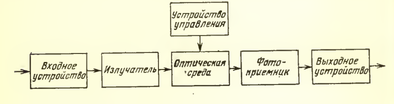


Рис. В.4. Обобщенная структурная схема оптрона

В структурной схеме рис. В.4 входное устройство служит для оптимизации рабочего режима излучателя (например, смещения светодиода на линейный участок ватт-амперной характеристики) и преобразования (усиления) внешнего сигнала. Входной блок должен обладать высоким КПД преобразования, высоким быстродействием, широким динамическим диапазоном допустимых входных токов (для линейных систем), малым значением «порогового» входного тока, при котором обеспечивается надежная передача информации по цепи.

Назначение оптической среды — передача энергии оптического сигнала от излучателя к фотоприемнику, а также во многих случаях обеспечение механической целостности конструкции.

Принципиальная возможность управления оптическими свойствами среды, например с помощью использования электрооптических или магнитооптических эффектов, отражена введением в схему устройства управления. В этом случае мы получаем оптрон с управляемым

оптическим каналом, функционально отличающийся от «обычного» оптрона: изменение выходного сигнала может осуществляться как по входу, так и по цепи управления.

Возможны и другие конструктивные изменения оптического канала, меняющие функциональное назначение оптрона. Так, оптрон с открытым оптическим каналом (воздушный зазор между излучателем и приемником) пригоден для считывания информации с перфоносителей, перемещающихся в этом зазоре. Если в качестве оптической среды использован гибкий волоконно-оптический световод, то такой «длинный» оптрон выступает в качестве короткой линии связи. Выбирая оптическую среду, которая изменяет свои свойства при тех или иных внешних неэлектрических воздействиях, можно получить разнообразные оптоэлектронные датчики (первичные преобразователи).

В фотоприемнике происходит «восстановление» информационного сигнала из оптического в электрический; при этом стремятся иметь высокую чувствительность и высокое быстродействие.

Наконец, выходное устройство призвано преобразовать сигнал фотоприемника в стандартную форму, удобную для воздействия на последующие за оптроном каскады, чаще всего входные цепи логических интегральных схем или устройства релейного типа. Практически обязательной функцией выходного устройства является усиление сигнала, так как потери после двойного преобразования очень значительны. Нередко функцию усиления выполняет и сам фотоприемник (например, фототранзистор).

Общая структурная схема рис. В.4 реализуется в каждом конкретном приборе лишь частью блоков. В соответствии с этим выделяют три основные группы приборов оптронной техники [1, 10]; ранее названные оптопары (элементарные оптроны), использующие блоки светоизлучатель — оптическая среда — фотоприемник; оптоэлектронные (оптронные) микросхемы (оптопары с добавлением выходного, а иногда и входного устройства); специальные виды оптронов — приборы, функционально и конструктивно существенно отличающиеся от элементарных оптронов и оптоэлектронных ИС. Четкие границы между этими группами приборов провести не всегда удается, однако для большинства типов вы-

пускаемых промышленностью оптронов подобное разделение оказывается вполне правомерным и целесообразным.

Реальный оптрон может быть устроен и сложнее, чем схема на рис. В.4; каждый из указанных блоков может включать в себя не один, а несколько одинаковых или подобных друг другу элементов, связанных электрически и оптически, однако это не изменяет существенно основ физики и электроники оптрона.

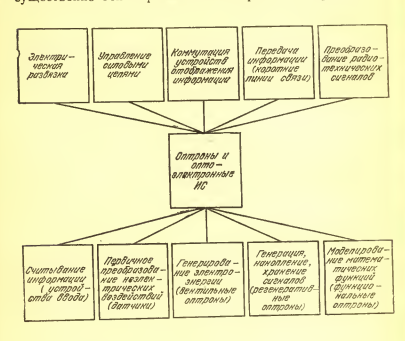


Рис. В.5. Применение оптронов

Применение (рис. В.5). *В качестве элементов гальванической развязки* оптроны применяются: для связи блоков аппаратуры, между которыми имеется значительная разность потенциалов; для защиты входных цепей измерительных устройств от помех и наводок; для сопряжения ИС, имеющих различные потенциальные уровни логических состояний (например, биполярных и МОП ИС); для развязки шин питания от земли и т. п. Во всех этих применениях оптроны служат для пере-

дачи информации между блоками, не имеющими замкнутых электрических связей, и, как правило, не несут самостоятельной функциональной нагрузки. В качестве таких информационных оптронов обычно используются оптопары с диодным или транзисторным выходом и оптронные микросхемы переключательного типа. Для передачи аналоговой информации используются специфические по устройству и характеристикам дифференциальные оптопары и оптронные микросхемы [10—12].

Другая важнейшая область применения оптронов — *оптическое, бесконтактное управление сильноточными и высоковольтными цепями.* Запуск мощных тиристоров, триаков, симисторов, управление электромеханическими релейными устройствами и приводом станков, коммутация силовых линий электропитания — вот те функции, которые выполняют управляющие оптроны (как правило, с тиристорным выходом или приемником в виде составного фототранзистора) и оптронные микросхемы релейного типа [10].

Специфическую группу управляющих оптронов составляют резисторные оптроны, предназначенные для слаботочных схем коммутации в сложных устройствах визуального отображения информации, выполненных на электролюминесцентных (порошковых) индикаторах, мнемосхемах, экранах [13]. Простота, низкая стоимость фотоприемной части таких оптронов, электрическая и технологическая их совместимость с электролюминесцентными элементами, простота реализации бистабильных структур — вот те факторы, которые определяют предпочтительное использование резисторных оптронов в этой области.

Создание «длинных» оптронов (приборов с протяженным гибким волоконнооптическим световодом) открыло совершенно новое направление применения изделий оптронной техники — *связь на коротких расстояниях.* Сюда относятся связи между платами внутри стойки ЭВМ, связи между стойками и между отдельными ЭВМ; выносные щупы контрольно-измерительных приборов, аппаратура контроля высоковольтных линий электропередач; протяженные жгуты систем дистанционного контроля электрических параметров приборов в условиях воздействия СВЧ полей, мощных электромагнитных импульсов, жесткого гамма- и рентгеновского излучения; другие радиоэлектронные устройства,

нуждающиеся в коротких помехозащищенных надежных связях [14]. Функционально «длинные» оптроны (или короткие волоконно-оптические линии связи) могут относиться и к информационным, и к линейным, и к управляющим оптронам.

Различные оптроны (диодные, резисторные, транзисторные) находят применение и в чисто радиотехнических схемах модуляции, автоматической регулировки усиления и др. [15]. Воздействие по оптическому каналу используется здесь для вывода схемы в оптимальный рабочий режим, для бесконтактной перестройки режима и т. п.

Возможность изменения свойств оптического канала при различных внешних воздействиях на него позволяет создать целую серию оптронных датчиков: таковы датчики влажности и загазованности, датчика наличия в объеме той или иной жидкости, датчики чистоты обработки поверхности предмета, скорости его перемещения и т. п. [16, 17]. Особенно широкое распространение для ввода информации в ЭВМ получили оптроны с открытым оптическим каналом.

Достаточно специфическим является *использование оптронов в энергетических целях*, т. е. работа диодного оптрона в фотовентильном режиме. В таком режиме фотодиод генерирует электрическую мощность в нагрузку и оптрон до определенной степени подобен маломощному вторичному источнику питания, полностью развязанному от первичной цепи.

Регенеративные устройства на оптронах (мультивибраторы, триггеры, блокинг-генераторы и др.) пока еще не вышли из стадии лабораторных исследований, что обусловлено главным образом низким КПД оптрона вследствие двукратного преобразования энергии в его элементах. В то же время широкополосность оптрона позволяет создавать схемы, принципиально не реализуемые на основе импульсных трансформаторов. Матричные регенеративные оптронные устройства могут оказаться полезными в качестве элементов накопления и хранения информации [18].

Создание оптронов с фоторезисторами, свойства которых при освещении меняются по заданному сложному закону, позволяет моделировать математические функции, является шагом на пути создания функциональной оптоэлектроники [19].

Универсальность оптронов как элементов гальванической развязки и бесконтактного управления, разнообразие и уникальность многих других функций являются причиной того, что сферами применения этих приборов стали *вычислительная техника, автоматика, связная и радиотехническая аппаратура, автоматизированные системы управления, измерительная техника, системы контроля и регулирования, медицинская электроника, устройства визуального отображения информации.*

Применение оптронов позволяет продвинуться в решении экологических проблем, обеспечить абсолютную безопасность пользователя электро- и радиооборудовани е м, контроль за состоянием окружающей среды.

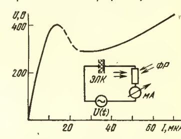


Рис. В.6. Схема возбуждения и вольтамперная характеристика бистабильного оптрона:

ЭЛК — электролюминесцентный конденсатор, ФР — фоторезистор

История. Идея создания и применения оптронов относится к 1955 г., когда в работе [20] была предложена целая серия приборов с оптическими и электрическими связями между элементами, что позволяло осуществлять усиление и спектральное преобразование световых сигиалов, создавать прнборы с двумя устойчивыми состояниями — бистабильные оптроны (рис. В.6), оптоэлектронные устройства накопления и хранения информацин, логические схемы, регистры сдвига. Там же был предложен н термин «оптрон», образованный как сокращение от английского «optical-electronic device». В дальнейшем в научно-технической литературе рассматривались и другие приборы на основе комбинации излучателя и фотоприемника, различающиеся сочетанием входных и выходных сигналов и типом обратных связей. Все эти приборы также стали называть оптронами.

Наряду с термином «оптрон» в отечественной и зарубежной технической литературе для описания тех же приборов встречаются и другие термины [9].

Описанные в [20] оптроны, отлично иллюстрируя принципы оптроники, оказались непригодными для промышленной реализации, так как основывались на несовершенной элементной базе — неэффективных и инерционных порошковых электролюминесцентных конденсаторах (излучатель) и фоторезисторах (приемник). Несовершенны были и важнейшие эксплуатационные характеристики приборов: низкая температурная и временная стабильность параметров, недостаточная устойчивость к механическим воздействиям. Поэтому на первых порах оптрон оставался лишь интересным научным достижением, не находящим применения в технике.

В дальнейшем в ряде приборов в качестве излучателей использовались лампочки накаливания и газоразрядные лампы, однако ко-

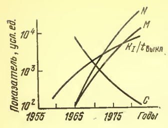


Рис. В.7. Показатели прогресса оптронной техники:

N — число типономиналов; M — объем выпуска; $K_I/t_{выкл}$ — обобщенный показатель качества; C — стоимость (все показатели в относительных единицах)

ренного улучшения электрических и тем более эксплуатационных характеристик оптронов не дало.

Лишь в середине 60-х годов вследствие развития полупроводниковых светоизлучающих диодов и технологически совершенных высокоэффективных быстродействующих кремниевых фотоприемников с p—n-переходами (фотодиоды и фототранзисторы) начала создаваться элементная база современной оптронной техники. К началу 70-х годов производство оптронов в ведущих странах мира превратилось в важную и быстро развивающуюся отрасль электронной техники (рис. В.7), успешно дополняющую традиционную микроэлектронику.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р.** Оптоэлектроника. — М.: Сов. радио, 1977.—232 с.
2. **ГОСТ 15133—77.** Приборы полупроводниковые: Термины и определения.
3. **ГОСТ 17021—75.** Микросхемы интегральные: Термины и определения.
4. **Адирович Э. И.** Оптоэлектроника. — Микроэлектроника/ Под ред. Ф. В. Лукина. — М.: Сов. радио, 1967, № 1, с. 75—128.
5. **Свечников С. В.** Элементы оптоэлектроники. — М.: Сов. радио, 1971.—287 с.
6. **Берг А., Дин П.** Светодиоды. — М.: Мир, 1979.—686 с.
7. **Тришенков М. А., Фример А. И.** Фотоэлектрические полупроводниковые приборы с p—n-переходами. — Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1971, вып. 25, с. 159—203.
8. **Адирович Э. И.** К теории оптоэлектронных цепей. — ДАН СССР, 1973, т. 211, № 2, с. 312—315.
9. **Носов Ю. Р.** Оптроны. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 9, с. 22—60.
10. **Носов Ю. Р.** Оптроны для микроэлектронной аппаратуры. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/ Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 2.
    Оптроны и их применение в приборостроении. — Приборы и системы управления, 1977, № 9, с. 19—24.
11. **Gage S., Evans D., Hodapp M., Sorensen H.** Optoelectronics applications manual. — McGraw Hill Book Co, 1977.
12. **Ольшевски.** Применение оптической связи в развязывающих усилителях. — Электроника, 1976, № 17, с. 22.
    Дифференциальный оптрон — средство повышения линейности и стабильности. — Электроника, 1978, № 2, с. 48.

13. **Бистабильные** фоторезисторные оптроны/ Е. А. Иванов, И. А. Дворников, В. И. Ильинский и др. — М.: Энергия, 1976, 88 с.
14. **Носов Ю. Р.** Волоконно-оптические линии фотонной связи. — Зарубежная радиоэлектроника, 1975, №-11, с. 54—75.
15. **Носов Ю. Р., Сидоров А. С.** Применение оптронов. — Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 8, с. 3—21, № 9, с. 3—17.
16. **Удалов Н. П., Бусурин В. И., Пасынков В. И.** Измерительные устройства на основе оптрона с управляемым каналом одного вида. — Оптико-электронные приборы в системах контроля и управления. — М.: МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1978, с. 109—114.
17. **Носов Ю. Р.** Семинар по оптоэлектронике. — Приборы и системы управления, 1979, № 3, с. 46—47.
18. **Фотоэлектрические** явления в полупроводниках и оптоэлектронике/ Под ред. Э. И. Адировича. — Ташкент: ФАН, 1972, с. 344.
19. **Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б.** Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. — М.: Сов. радио, 1978, с. 184.
20. **Loebner E. E.** Opto-electronic devices network. — Proc. IRE, 1955, v. 43, № 12, p. 1897—1905.

Глава 1

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ОПТРОННОЙ ТЕХНИКИ

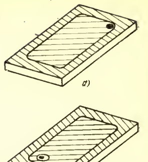
1.1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И УСТРОЙСТВО ОПТРОНОВ

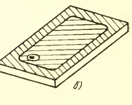
Элементную основу оптронов составляют фотоприемники и излучатели, а также оптическая среда между ними. Ко всем этим элементам предъявляются такие общие требования, как малые габариты и масса, высокая долговечность и надежность, устойчивость к механическим и климатическим воздействиям, технологичность, низкая стоимость. Желательно также, чтобы элементы прошли достаточно широкую и длительную промышленную апробацию.

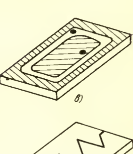
Функционально (как элемент схемы) оптрон характеризуется в первую очередь тем, какой вид фотоприемника в нем используется. Поэтому, с точки зрения применения, именно фотоприемники являются определяющим элементом оптрона, а излучатель выбирается «под фотоприемник». Конечно, с точки зрения конструкторско-технологической, оба элемента — приемник и излучатель — являются эквивалентными, более того, поскольку излучателем в большинстве случаев определяются ограничения и передаточно-преобразовательных и временных характеристик прибора, ему при разработке оптрона обычно уделяется большее внимание. Тем не менее схемотехническое «лицо» оптрона определяет именно тип фотоприемника.

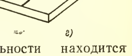
Успешное использование фотоприемника в оптроне определяется выполнением следующих основных требований: эффективность преобразования энергии квантов излучения в энергию подвижных электрических зарядов (квантовый выход — определение см. § 1.2); наличие и

Рис. 1.1. Схематическое устройство чувствительных структур фотоприемников: диодного (*а*), транзисторного (*б*), тиристорного (*в*), резисторного (*г*)









эффективность внутреннего встроенного усиления; высокое быстродействие; широта функциональных возможностей.

В оптронах используются фотоприемники различных структур (рис. 1.1), чувствительные в видимой и ближней инфракрасной области, так как именно в этом диапазоне спектра имеются интенсивные источники излучения и возможна работа фотоприемников без охлаждения [1]. Ознакомление с известными видами фотоприемников (табл. 1.1) *) показывает, что оптроны принципиально могут быть «продвинуты» в наносекундный (гигагерцовый) диапазон. Наиболее универсальными являются фотоприемники с *p—n*-переходами (диоды, транзисторы и т. п.), в подавляющем большинстве случаев они изготовляются на основе кремния и область их максимальной спектральной чувствительности находится вблизи $\lambda \approx 0{,}7 \ldots 0{,}9$ мкм.

Многочисленные требования предъявляются и к излучателям оптронов. Основные из них: спектральное согласование с выбранным фотоприемником; высокая эффективность преобразования энергии электрического тока в энергию излучения; преимущественная направленность излучения; высокое быстродействие; простота и удобство возбуждения и модуляции излучения.

Для использования в оптронах пригодны и доступны несколько разновидностей излучателей (табл. 1.2). Миниатюрные лампочки накаливания (рис. 1.2,*а*) пред-

*) Квантовый выход у всех представленных приборов практически ~ 1.

ставляют собой стеклянный вакуумируемый баллон с вольфрамовой нитью накаливания. Использование теплового излучения нити, нагреваемой электрическим током до 2100 ... 2300 К, неизбежно ведет к таким недостаткам, как очень широкий спектр с «бесполезным» инфракрасным «хвостом», инерционность, отсутствие направленности *).

Неоновые лампочки (рис. 1.2,*б*), в которых используется свечение электрического разряда газовой смеси неон — аргон, обладают теми же недостатками, хотя генерируемые спектральные линии в основном захватывают меньший спектральный диапазон (оранжево-красная область). Кроме того, высокое напряжение зажигания, необходимость включения в цепь лампы балластного сопротивления усложняют управление излучателем.

Описанным видам излучателей [2] свойственны невысокая светоотдача, низкая устойчивость к механическим воздействиям, ограниченная долговечность, большие габариты, полная несовместимость с интегральной технологией. Тем не менее в отдельных видах оптронов (см. § 2.4) они могут находить применение.

Порошковая электролюминесцентная ячейка (рис. 1.2,*в*) использует в качестве светящегося тела мелкокристаллические зерна сульфида цинка (активи-

*) К «недоступным» для оптронов мы относим полупроводниковые лазеры как очень дорогие и практически не вошедшие в широкую промышленную практику.

Характеристики основных

Вид излучателя	Вид спектра	Спектральный диапазон излучения, мкм
Лампочка накаливания	Сплошной	0,4...4
Неоновая лампочка	Линейчатый	0,6...0,7
Электролюминесцентная ячейка		
порошковая	»	0,4...0,7
пленочная	»	0,6...0,7
Полупроводниковый инжекционный (светодиод)	Квазимонохроматический	0,5...0,9*)

*) Указан диапазон возможных положений спектральной линии, определяемой выбором

**) Удельная мощность на 1 $см^2$ светящейся поверхности

Таблица 1.1

Характеристики основных видов фотоприемников

Вид фотоприемника	Быстродействие, с	Коэффициент внутреннего усиления	Функциональные возможности (элемент электрической цепи)
Фотодиод p—n-типа	$10^{-6}\ldots10^{-9}$	1	Диод
Фотодиод p—i—n-типа	$10^{-8}\ldots10^{-11}$	1	
Лавинный фотодиод	$10^{-8}\ldots10^{-11}$	$10\ldots10^{3}$	
Фототранзистор	$10^{-5}\ldots10^{-6}$	10^{2}	Транзистор
Составной фототранзистор	10^{-4}	$10^{1}\ldots10^{5}$	
Фотодиод-транзистор	$10^{-5}\ldots10^{-7}$	$10^{2}\ldots10^{1}$	
Полевой фототранзистор	$10^{-5}\ldots10^{-7}$	$10^{2}\ldots10^{4}$	Пороговый элемент
Фототиристор	$10^{-4}\ldots10^{-5}$	—	
Фоторезистор	$10^{-3}\ldots10^{-1}$	$10^{4}\ldots10^{6}$	Управляемый резистор

рованного медью, марганцем или другими присадками), взвешенные в полимеризующемся диэлектрике. При приложении достаточно высоких напряжений переменного тока идет процесс предпробойной люминесценции [3]: в зависимости от природы активатора может обеспечиваться излучение практически в любой области видимой части спектра. Как элемент электрической схе-

Таблица 1.2

видов излучателей

Потребляемая мощность, мВт	Быстродействие, с	Управляющее напряжение, пост. (=), пер. (~), В	Направленность излучения
100...500	$10^{-1}\ldots10^{-2}$	=(~)(6,3...12)	Отсутствует
50...250	$10^{-3}\ldots10^{-5}$	=(30...180)	»
10...40**)	10^{-2}	~220	Очень слабая
1...10**)	$10^{-3}\ldots10^{-4}$	=(~) (15...30)	»
1...50	$10^{-6}\ldots10^{-3}$	=(~)(1,2...1,7)	Заметная

исходного полупроводникового материала

мы ячейка представляет собой конденсатор, поэтому при ее возбуждении существенными являются затраты реактивной мощности.

Тонкопленочные электролюминесцентные ячейки (рис. 1.2,*г*), изготавливаемые методом вакуумного испарения люминофора [4], могут возбуждаться и малым напряжением постоянного тока. Свечение здесь связано

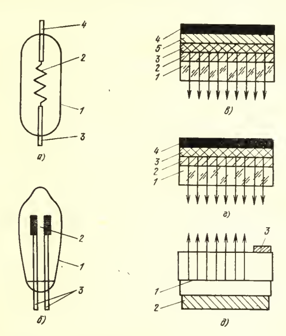


Рис. 1.2. Излучатели:

а — сверхмиииатюрная лампочка накаливаиия: *1* — баллон, *2* — иить иакала, *3*, *4* — выводы; *б* — иеоиовая лампочка; *1* — баллои; *2* — газоразрядиый промежуток, *3* — выводы; *в* — порошковая электролюмииесцентиая ячейка: *1* — стеклянная пластиие — основаиие, *2* — прозрачиый проводящий слой, *3* — электролюмииофор, *4* — металлический электрод, *5* — защитиый диэлектрический слой; *г* — пленочиая электролюминесцентиая ячейка, возбуждаемая постояииым током: *1*—*4* — то же, что н в п. *в*; *д* — кристалл полупроводиикового инжекциониого излучателя: *1* — *p*—*n*-переход, *2*, *3* — контакты

с возбуждением атомов марганца «горячими» электронами, генерируемыми в пленку гетеропереходом $p\text{-}Cu_xS\text{—}n\text{-}ZnS(Mn)$, образующимся в приповерхностной области пленки. В других конструкциях тонкопленочной электролюминесцентной ячейки (с диэлектриче-

скими обкладками) возбуждение осуществляется напряжением переменного тока.

И порошковые, и пленочные электролюминесцентные ячейки имеют невысокую эффективность преобразования электрической энергии в световую, низкую долговечность (особенно тонкопленочные *)), сложны в управлении (например, оптимальный режим для порошковых люминофоров ~ 220 В при $f \approx 400 \ldots 800$ Гц). Основное достоинство этих излучателей — конструктивно-технологическая совместимость с фоторезисторами, возможность создания на этой основе многофункциональных многоэлементных оптронных структур [6].

Основным наиболее универсальным видом излучателя, используемым в оптронах, является полупроводниковый инжекционный светоизлучающий диод — светодиод (рис. 1.2,*д*). Это обусловлено следующими его достоинствами [7]: высокое значение КПД преобразования электрической энергии в оптическую; узкий спектр излучения (квазимонохроматичность); широта спектрального диапазона, перекрываемого различными светодиодами; направленность излучения; высокое быстродействие; малые значения питающих напряжений и токов; совместимость с транзисторами и интегральными схемами; простота модуляции мощности излучения путем изменения прямого тока; возможность работы как в импульсном, так и в непрерывном режиме; линейность ватт-амперной характеристики в более или менее широком диапазоне входных токов; высокая надежность и долговечность; малые габариты; технологическая совместимость с изделиями микроэлектроники.

Укажем, наконец, на немаловажный факт практического совпадения оптической плотности (показателей преломления) основных материалов, из которых изготавливаются излучатели (арсенид галлия и соединения на его основе) и фотоприемники (кремний). Это, по крайней мере принципиально, позволяет рассчитывать на полное оптическое согласование генераторного и приемного блоков оптрона.

Общие требования, предъявляемые к *оптической* иммерсионной среде оптрона, следующие: высокое значение показателя преломления $n_{\text{им}}$; высокое значение удельного сопротивления $\rho_{\text{им}}$; высокая критическая на-

*) Интенсивные работы в этой области вселяют надежду на возможность увеличения долговечности до 10 ... 15 тыс. ч [5].

пряженность поля $E_{им\,кр}$, достаточная теплостойкость $\Delta\Theta_{им\,раб}$; хорошая адгезия с кристаллами кремния и арсенида галлия; эластичность (это необходимо, так как не удается обеспечить согласование элементов оптрона по коэффициентам термического расширения); механическая прочность, так как иммерсионная среда в оптопаре выполняет не только светопередающие, но и конструкционные функции; технологичность (удобство использования, воспроизводимость свойств, дешевизна и т. п.).

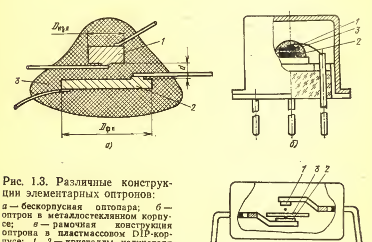


Рис. 1.3. Различные конструкции элементарных оптронов:

а — бескорпусная оптопара; *б* — оптрон в металлостеклянном корпусе; *в* — рамочная конструкция оптрона в пластмассовом DIP-корпусе; *1*, *2* — кристаллы излучателя и фотоприемника, *3* — иммерсионная среда

Высокое значение $n_{им}$ ($>2 \ldots 2{,}5$) обеспечивается при использовании в качестве иммерсионной среды халькогенидных стекол (типичны стеклообразные системы As—Se, As—S). Однако относительно невысокое удельное сопротивление, а кроме того, резкое отличие этих стекол по значениям коэффициента термического расширения от кремния и арсенида галлия и низкая адгезия не позволяют обеспечить устойчивость оптронов к термоциклированию. В промышленно выпускаемых оптронах халькогенидные стекла применения не нашли.

Основным видом иммерсионной среды, используемой в оптронах, являются полимерные оптические клеи. Для них типично $n_{им}=1{,}4 \ldots 1{,}6$, $\rho_{им}>10^{12} \ldots 10^{14}$ Ом·см, $E_{им\,кр}\approx 80$ кВ/мм, $\Delta\Theta_{им\,раб}=-60 \ldots 120$°C. Клеи обла-

дают хорошей адгезией к кремнию и арсениду галлия, сочетают высокую механическую прочность и устойчивость к термоциклированию. Используются также незатвердевающие вазелиноподобные и каучукоподобные оптические среды.

Базовая конструкция оптрона основана, таким образом, на использовании арсенидогаллиевого излучателя и кремниевого фотоприемника, кристаллы которых с помощью оптической среды (или других средств) закрепляются соосно и взаимно параллельно (рис. 1.3). В оптоэлектронных микросхемах на общей керамической подложке размещается необходимое количество бескорпусных оптопар и согласующих бескорпусных интегральных схем (рис. 1.4).

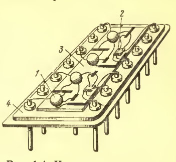


Рис. 1.4. Конструкция оптоэлектронной микросхемы:

1 — бескорпусные оптопары; *2* — бескорпусные микросхемы; *3* — керамическая подложка; *4* — основание корпуса

1.2. ФИЗИКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ДИОДНОМ ОПТРОНЕ

Рассмотрение процессов преобразования энергии в оптроне требует учитывать квантовую природу света. Известно, что электромагнитное излучение может быть представлено в виде потока частиц — квантов (фотонов), энергия каждого из которых определяется соотношением

$$\mathscr{E}_{\text{ф}} = h\nu = hc/n\lambda, \qquad (1.1)$$

где h — постоянная Планка, равная $4{,}13\cdot10^{-15}$ эВ·с; c — скорость света в вакууме, равная $3\cdot10^{10}$ см/с; n — показатель преломления полупроводника; ν, λ — частота колебаний и длина волны*) оптического излучения.

Если плотность потока квантов (т. е. число квантов, пролетающих через единицу площади в единицу вре-

*) Здесь и всюду в дальнейшем имеется в виду длина волны электромагнитных колебаний в вакууме. При проникновении излучения в полупроводник скорость его распространения и длина волны уменьшаются в n раз, однако частота колебаний и энергия кванта, естественно, остаются неизменными.

мени) равна $N_ф$, то полная удельная мощность излучения составит

$$P_ф = N_ф \mathscr{E}_ф \tag{1.2}$$

и, как видно из (1.1), при заданном $N_ф$ она тем больше, чем короче длина волны излучения. Поскольку на практике заданной бывает $P_ф$ (энергетическая облученность фотоприемника), то представляется полезным следующее соотношение:

$$N_ф = P_ф / \mathscr{E}_ф = 5 \cdot 10^{15} \lambda P_ф, \tag{1.3}$$

где $N_ф$, $см^{-2} \cdot с^{-1}$; λ, мкм; $P_ф$, $мВт/см^2$.

Здесь и в дальнейшем используются энергетические величины для описания светотехнических характеристик, что естественно, так как используемое в оптроне излучение «скрыто» внутри него и на глаз человека не воздействует. Поэтому независимо от того, в видимой или ИК области идет генерация, удобнее использовать энергетические (а не световые) характеристики излучения.

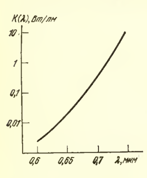


Рис. 1.5. Спектральная характеристика коэффициента перевода световых величин в энергетические

Связь между двумя этими системами устанавливается через сопоставление светового потока [лм] и потока излучения [Вт]: $\Phi_E[Вт] = K(\lambda)\Phi_V[лм]$, где $K(\lambda)$ — переводной коэффициент, зависящий от длины волны света, определяется кривой относительной чувствительности глаза [2] и для интересующего нас спектрального диапазона представлен на рис. 1.5. Соответственно этому и освещенность (облученность) фотоприемника, измеряемая в люксах ($1\ лк = 1\ лм/м^2$), связана с энергетической облученностью соотношением $P_{фE}[Вт/м^2] = K(\lambda) P_{фV}[лк]$.

Перейдем к рассмотрению преобразования энергии в оптроне. Механизм инжекционной люминесценции в светодиоде состоит из трех основных процессов: излучательная (и безызлучательная) рекомбинация в полупроводниках, инжекция избыточных неосновных носителей заряда в базу светодиода и вывод излучения из области генерации.

Рекомбинация носителей заряда в полупроводнике определяется прежде всего его зонной диаграммой, наличием и природой примесей и дефектов, степенью нарушения равновесного состояния. Основные материалы оптронных излучателей (GaAs и тройные соединения на его основе GaAlAs и GaAsP) относятся к прямозонным полупроводникам, т. е. к таким, в которых разрешенными являются прямые оптические переходы зона — зона (рис. 1.6). Каждый акт рекомбинации носителя заряда по этой схеме сопровождается излучением кванта, длина волны которого в соответствии с законом сохранения энергии определяется соотношением

$$\lambda_{изл}[мкм] = 1{,}23/\mathscr{E}_g[эВ]. \qquad (1.4)$$

Отличительной особенностью прямозонных полупроводников является то, что при переходе электрона из зоны проводимости в валентную импульс его остается неизменным (в случае, показанном на рис. 1.6, равным нулю). Таким образом, удовлетворение закона сохранения импульса (что так же обязательно для любого электронного перехода, как и соблюдение закона сохранения энергии) осуществляется «автоматически» и не требует обязательного участия в рекомбинационном процессе какой-либо третьей (кроме электрона и дырки) частицы *). Вследствие этого вероятность прямых оптических переходов высока, поэтому прямозонные полупроводники являются источниками эффективной излучательной рекомбинации.

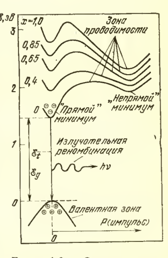


Рис. 1.6. Энергетическая диаграмма прямозонного полупроводника (на примере тройного соединения $GaAs_{1-x}P_x$)

---

*) В непрямозонных полупроводниках (смещение минимума дна зоны проводимости на рис. 1.6 по оси абсцисс вправо или влево), важнейшим представителем которых является фосфид галлия GaP, излучательная рекомбинация электрона с дыркой идет лишь на некотором комплексе, которому передается избыточный импульс, а также часть энергии, вследствие чего длина волны излучения больше, чем по (1.6).

Следует отметить, что имеются и конкурирующие — безызлучательные — механизмы рекомбинации *). К числу важнейших из них относятся:

1. Рекомбинация на глубоких центрах. Электрон может переходить в валентную зону не прямо, а через те или иные центры рекомбинации, образующие разрешенные энергетические уровни в запрещенной зоне (уровень $\mathscr{E}_t$ на рис. 1.6). В этом случае энергия рекомбинации частично выделяется в виде длинноволновых квантов и частично переходит в тепловые колебания решетки. В качестве таких центров выступают примеси, структурные дефекты, нарушения периодичности на поверхности кристалла. Особенно вредны примеси, образующие уровни вблизи середины запрещенной зоны (глубокие центры); к их числу относятся медь, никель, кобальт, хром, золото и некоторые другие.

2. Оже-рекомбинация (или ударная). При очень высоких концентрациях свободных носителей заряда в полупроводнике растет вероятность столкновения трех тел, энергия рекомбинирующей электронно-дырочной пары при этом отдается третьему свободному носителю в форме кинетической энергии, которую он постепенно растрачивает при соударениях с решеткой.

Относительная роль различных механизмов рекомбинации описывается введением понятия внутреннего квантового выхода излучения η_{int}, определяемого отношением вероятности излучательной рекомбинации к полной (излучательной и безызлучательной) вероятности рекомбинации (или, иначе, отношением числа генерированных квантов к числу инжектированных за то же время неосновных носителей заряда). Значение η_{int} является важнейшей характеристикой материала, используемого в светодиоде; очевидно, что $0 \leqslant \eta_{int} \leqslant 100\%$.

Создание избыточной концентрации свободных носителей в активной (излучающей) области кристалла светодиода осуществляется путем инжекции их *p*—*n*-переходом, смещенным в прямом направлении. Этот процесс, составляющий основу принципа действия транзисторов, достаточно хорошо известен, поэтому ограничимся изложением итоговых положений.

---

*) Практически к безызлучательным относятся и такие процессы, при которых генерируются кванты с энергией, намного меньшей $\mathscr{E}_g$; при использовании светодиода это излучение оказывается «бесполезным».

«Полезной» компонентой тока, поддерживающей излучательную рекомбинацию в активной области диода, является ток электронов I_n*) (рис. 1.7,*а*), инжектируемых *p*—*n*-переходом. К «бесполезным» компонентам прямого тока относятся:

1. Дырочная составляющая I_p, обусловленная инжекцией дырок в *n*-область и отражающая тот факт, что *p*—*n*-переходов с односторонней инжекцией не бывает. Доля этого тока тем меньше, чем сильнее легирована *n*-область по сравнению с *p*-областью.

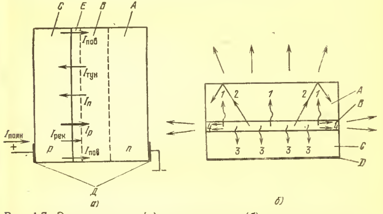


Рис. 1.7. Электрическая (*а*) и оптическая (*б*) модели светодиода: *A* — оптически «прозрачная» часть кристалла; *B* — активная область излучательной рекомбинации; *C* — «непрозрачная» область кристалла; *D* — омические контакты; *E* — область объемного заряда

2. Ток рекомбинации (безызлучательной) в области объемного заряда *p*—*n*-перехода $I_{рек}$. В полупроводниках с большой шириной запрещенной зоны при малых прямых смещениях доля этого тока может быть заметной.

3. Туннельный ток $I_{тун}$, обусловленный «просачиванием» носителей заряда через потенциальный барьер. Ток переносится основными носителями и вклада в излучательную рекомбинацию не дает. Туннельный ток тем больше, чем у́же *p*—*n*-переход, он заметен при сильной степени легирования базовой области и при больших прямых смещениях.

---

*) Излучательная рекомбинация в GaAs-структурах протекает в *p*-области.

4. Ток поверхностных утечек $I_{пов}$, обусловленный отличием свойств поверхности полупроводника от свойств объема и наличием тех или иных закорачивающих включений.

Эффективность *p—n*-перехода характеризуется коэффициентом инжекции:

$$\gamma = \frac{I_n}{I_{полн}} = \frac{I_n}{I_n + I_p + I_{рек} + I_{тун} + I_{пов}}. \qquad (1.5)$$

Очевидно, что пределы возможного изменения γ те же, что и η_{int}, т. е. $0 \leqslant \gamma \leqslant 100\%$.

При *выводе излучения из области генерации* имеют место следующие виды потерь энергии (рис. 1.7,*б*):

1. Потери на самопоглощение (лучи *1*). Если длина волны генерируемых квантов в точности соответствует формуле (1.4), то она совпадает с «красной границей» поглощения (см. ниже), и такое излучение быстро поглощается в толще полупроводника (самопоглощение). В действительности, излучение в прямозонных полупроводниках идет не по приведенной выше идеальной схеме — важную роль играют свободные экситоны (временные образования нейтральных компонентов электрон — дырка), энергия связи которых хотя и мала, но все же заметна. Поэтому длина волны генерируемых квантов несколько больше, чем по (1.4).

2. Потери на полное внутреннее отражение (лучи *2*). Известно, что при падении лучей света на границу раздела оптически плотной среды (полупроводник) с оптически менее плотной (воздух) для части этих лучей выполняется условие полного внутреннего отражения. Такие лучи, отразившиеся внутрь кристалла, в конечном счете теряются за счет самопоглощения.

3. Потери на обратное и торцевое излучение (лучи *3* и *4*). Генерация в активной области полупроводника является спонтанной и характеризуется тем, что лучи света направлены равновероятно во все стороны. Лучи *3*, распространяющиеся в сторону сильно легированной области полупроводника, быстро поглощаются. Активная область *B* нередко слегка отличается значением показателя преломления от областей *A* и *C* и обладает волноводным эффектом — лучи *4* вследствие многократных отражений фокусируются вдоль области *B*, так что интенсивность торцевого излучения выше, чем в других направлениях выхода света из кристалла.

Количественно эффективность вывода оптической энергии из кристалла характеризуется коэффициентом вывода $K_{опт}$, определяемым отношением мощности излучения, выходящего в нужном направлении, к мощности излучения, генерируемой внутри кристалла. Так же, как и для коэффициентов η_{int} и γ, всегда выполняется условие $0 \leqslant K_{опт} \leqslant 100\%$.

Интегральным показателем излучательной способности светодиода является величина внешнего квантового выхода η_{ext}, определяемая отношением числа излучаемых квантов к числу протекших за то же время через светодиод носителей заряда. Из сказанного ясно, что $\eta_{ext} = \eta_{int}\gamma K_{опт}$.

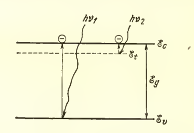


Рис. 1.8. Иллюстрация собственного ($h\nu_1$) и примесного ($h\nu_2$) фотоэффекта в полупроводнике:

$\mathscr{E}_v$, $\mathscr{E}_c$, $\mathscr{E}_t$ — энергетические уровни потолка валентной зоны, дна зоны проводимости и примесного центра

Перейдем к приемному блоку. Принцип действия используемых в оптронах фотоприемников основан на внутреннем фотоэффекте [8], заключающемся в отрыве электронов от атомов внутри тела под действием электромагнитного (оптического) излучения. Отрыв и образование свободных электронов приводит к изменению электрических свойств облучаемого тела, возникающие при этом фотоэлектрические явления и используются на практике. Установлено, что наиболее значительны фотоэлектрические явления в полупроводниках, поэтому используемые в оптронах приемники представляют собой фотоэлектрические полупроводниковые приборы.

Кванты света, поглощаясь в кристалле, могут вызывать отрыв электронов от атомов как самого полупроводника, так и примеси (рис. 1.8). В соответствии с этим говорят о собственном (беспримесном) и примесном поглощении (фотоэффекте). Поскольку концентрация примесных атомов мала, фотоэлектрические эффекты, основанные на собственном поглощении, всегда существеннее, чем основанные на примесном. Все используемые в оптронах фотоприемники «работают» на беспримесном фотоэффекте. Для того чтобы квант света вы-

зывал отрыв электрона от атома, необходимо выполнение очевидных энергетических соотношений (см. рис. 1.8):

$$\mathscr{E}_{ф1}=h\nu_1 \geqslant \mathscr{E}_c-\mathscr{E}_v, \qquad (1.6)$$

$$\mathscr{E}_{ф2}=h\nu_2 \geqslant \mathscr{E}_c-\mathscr{E}_t. \qquad (1.7)$$

Таким образом, собственный фотоэффект может иметь место лишь при воздействии на полупроводник излучения с длиной волны, меньшей некоторого значения $\lambda_{гр}$:

$$\lambda_{гр}=hc/(\mathscr{E}_c-\mathscr{E}_v) \approx 1{,}23/\mathscr{E}_g. \qquad (1.8)$$

Второе равенство в (1.8) справедливо, если $\lambda_{гр}$ выражено в микрометрах, а ширина запрещенной зоны полупроводника $\mathscr{E}_g$ — в электроновольтах. Величину $\lambda_{гр}$ называют длинноволновой или «красной» границей спектральной чувствительности материала. У фотоприемников на основе кремния, германия, арсенида галлия, сернистого и селенистого кадмия $\lambda_{гр}$ составляет 1,1; 1,8; 0,9; 0,7; 0,8 мкм соответственно. Итак, на шкале длин волн правее $\lambda=\lambda_{гр}$ беспримесного фотоэффекта нет, левее он может иметь место.

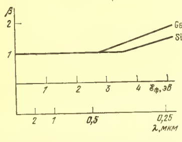


Рис. 1.9. Аппроксимированные зависимости квантового выхода фотоэффекта от энергии квантов [9]

Интенсивность протекания фотоэффекта (в той спектральной области, где он может существовать) зависит от квантового выхода β, определяемого отношением числа генерированных пар электрон — дырка к числу поглощенных фотонов. Анализ экспериментальных зависимостей β от λ (рис. 1.9) [9] показывает, что в интересной для оптронов спектральной области $\beta=1$.

Поглощение излучения в полупроводнике подчиняется закону Бугера (см., например, [8])

$$P_ф(x)=P_{ф0}e^{-x/\varkappa_0}, \qquad (1.9)$$

где $P_{ф0}$ — мощность излучения на границе полупроводника, а $\varkappa_0$ — «глубина поглощения». Характерно, что $\varkappa_0$ вблизи $\lambda_{гр}$ в большинстве случаев очень сильно зависит от длины волны (рис. 1.10); исключение составляет

кремний, у которого изменение от прозрачного состояния ($\varkappa_0 \to \infty$) до непрозрачного ($\varkappa_0 \to 0$) происходит на участке спектра с примерно двукратным изменением λ.

Образование свободных носителей заряда под действием облучения проявляется в полупроводнике в виде двух фотоэлектрических эффектов: фотопроводимости (возрастание проводимости образца при засветке) и фотовольтаического (возникновение фото-ЭДС на p—n-переходе или другом виде потенциального барьера в полупроводнике при освещении). Оба эффекта используются в практике конструирования фотоприемников; для оптронов предпочтительным и доминирующим является использование фото-ЭДС-эффекта.

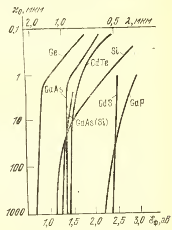


Рис. 1.10. Зависимость глубины поглощения от энергии (длины волны) квантов

Основные параметры и характеристики фотоприемников (безотносительно к физической природе и конструкции этих приборов) можно подразделить на несколько групп [10]. К *оптическим* характеристикам относятся площадь фоточувствительной поверхности, материал, размеры и конфигурация оптического окна; максимальный и минимальный уровни мощности излучения. К *электрооптическим* — фоточувствительность, степень однородности распределения чувствительности по фотоприемной площадке; спектральная плотность чувствительности (зависимость параметра, характеризующего чувствительность, от длины волны); собственные шумы фотоприемника и их зависимость от уровня засветки и диапазона рабочих частот; разрешающее время (быстродействие); коэффициент качества (комбинированный показатель, позволяющий сопоставлять различные фотоприемники друг с другом); показатель линейности; динамический диапазон. *Как элемент электрической* цепи фотоприемник характеризуется прежде всего параметрами его эквивалентной схемы, требованиями к рабочим режимам, наличием (или отсутствием) встроенного ме-

ханизма усиления, видом и формой выходного сигнала. *Прочие характеристики:* эксплуатационные, надежностные, габаритные, технологические — ничего специфически «фотоприемного» не содержат.

В зависимости от характера выходного сигнала (напряжение, ток) говорят о вольтовой или токовой фоточувствительности приемника S, измеряемых соответственно в В/Вт или А/Вт. Линейность (или нелинейность) фотоприемника определяется значением показателя степени n в уравнении, связывающем выходной сигнал с входным: $U_{вых}$ (или $I_{вых}$) $\sim P_{ф}^{n}$. При $n \approx 1$ фотоприемник линеен; область значений $P_ф$ (от $P_{ф\,min}$ до $P_{ф\,max}$), в которой это выполняется, определяет динамический диапазон линейности фотоприемника Δ, выражаемый обычно в децибелах: $\Delta = 10\lg(P_{ф\,max}/P_{ф\,min})$.

Важнейшим параметром фотоприемника, определяющим порог его чувствительности, является удельная обнаружительная способность D^*, измеряемая в $Вт^{-1} \cdot м \times \times Гц^{1/2}$. Структура размерности этого параметра объясняется тем, что фотоприемник является источником «белого шума» с равномерной плотностью распределения по спектру и, кроме того, тем, что мощность шумов пропорциональна линейному размеру фотоприемного окна. При известном значении D^* порог чувствительности (минимальная фиксируемая мощность излучения) определяется как

$$P_{ф\,min} = \sqrt{A\Delta f}/D^*, \qquad (1.10)$$

где A — площадь фоточувствительной площадки; Δf — диапазон рабочих частот усилителя фотосигналов. Таким образом, используя параметр D^*, можно сравнивать физически и конструктивно разнородные фотоприемники, различающиеся порогом чувствительности, полосой рабочих частот, площадью фотоприемного окна. Иными словами, параметр D^* играет роль коэффициента качества фотоприемника.

В применении к оптронам не все перечисленные характеристики оказываются одинаково важными. Как правило, фотоприемники в оптронах работают при облученностях, очень далеких от пороговых, поэтому использование параметров $P_{ф\,min}$ и D^* оказывается практически бесполезным. Конструктивно фотоприемник в оптроне обычно «утоплен» в иммерсионную среду, соединяющую его с излучателем, поэтому знание оптиче-

ских характеристик входного окна теряет смысл (как правило, специально такого окна нет). Не очень важно знать и распределение чувствительности по фоточувствительной площадке, так как интерес представляют интегральные эффекты.

По сути своего схемного применения фотоприемники оптронов представляют собой приборы мгновенного действия, поэтому те преимущества, которые дает во многих случаях работа в режиме накопления, здесь не используются.

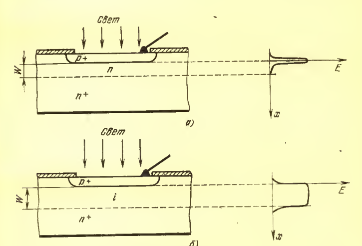


Рис. 1.11. Устройство фотодиодов с $p—n$-переходом (a) и $p—i—n$-структурой ($б$) и распределение поля в полупроводниковой структуре при приложении обратного напряжения

Механизм работы фотоприемников, базирующихся на фотовольтаическом эффекте, рассмотрим на примере планарно-эпитаксиальных фотодиодов с $p—n$-переходом и с $p—i—n$-структурой (рис. 1.11), в которых можно выделить n^+-подложку, базу n- или i-типа (слабая проводимость n-типа) и тонкий p^+-слой. При работе в фотодиодном режиме (рис. 1.12,a) приложенное извне напряжение заставляет подвижные дырки и электроны уходить от $p—n(p—i)$-перехода; при этом картина распределения поля в кристалле (рис. 1.11) оказывается резко различной для двух рассматриваемых структур.

Световое излучение, поглощаясь в базовой области диода, генерирует электронно-дырочные пары, которые

диффундируют к p—n-переходу, разделяются им и вызывают появление дополнительного тока во внешней цепи. В p—i—n-диодах это разделение происходит в поле i-области и вместо процесса диффузии имеет место дрейф носителей заряда под влиянием электрического поля. Каждая генерированная электронно-дырочная пара, прошедшая через p—n-переход, вызывает прохождение во внешней цепи заряда, равного заряду электрона. Чем больше облученность диода, тем больше фото-

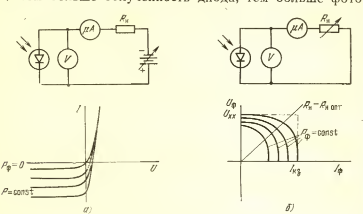


Рис. 1.12. Схемы измерения и семейства вольт-амперных характеристик в фотодиодном (a) и фотовентильном ($б$) режимах работы диода

ток. Фототок протекает и при смещении диода в прямом направлении (рис. 1.12,a), однако уже при небольших напряжениях он оказывается намного меньше прямого тока, поэтому его выделение оказывается затруднительным.

Рабочей областью вольт-амперных характеристик фотодиода является III квадрант на рис. 1.12,a; соответственно этому в качестве важнейшего параметра выступает токовая чувствительность

$$S = \frac{dI_\text{ф}}{dP_\text{ф}} = \frac{I_\text{ф} - I_\text{т}}{P_\text{ф}} \approx \frac{I_\text{ф}}{P_\text{ф}}. \qquad (1.11)$$

Второе равенство в (1.11) получено в предположении линейной зависимости $I_\text{ф} = f(P_\text{ф})$, а третье — при условии пренебрежения темновым током ($I_\text{т} \ll I_\text{ф}$), что для кремниевых фотодиодов обычно выполняется.

Не все генерируемые электроны и дырки дают ток во внешней цепи. Почти все носители, образовавшиеся в p^+- и n^+-областях, рекомбинируют из-за очень малого времени жизни в сильно легированных полупроводниках, часть носителей, возникших в базе, также «бесполезно» рекомбинирует либо в объеме, либо на поверхности. Для описания эффективности вытягивания носителей заряда из базовой области вводится понятие коэффициента собирания, определяемого отношением числа поглощенных фотонов к числу протекших за это время в цепи диода избыточных носителей заряда:

$$Q = \frac{I_ф/q}{AN_ф} = \frac{J_ф/q}{N_ф}, \qquad (1.12)$$

где A — фоточувствительная площадь; $J_ф$ — плотность фототока (здесь принято $\beta = 1$).

Если освещать фотодиод без приложения к нему внешнего смещения, то процесс разделения генерируемых электронов и дырок будет протекать благодаря действию собственного встроенного поля p—n-перехода. При этом дырки будут перетекать в p-область и частично компенсировать встроенное поле p—n-перехода. Создается некоторое новое равновесное (для данного значения $P_ф$) состояние, при котором на внешних выводах диода возникает фото-ЭДС $U_ф$. Если замкнуть освещенный фотодиод на некоторую нагрузку, то он будет отдавать в нее полезную электрическую мощность $P_э$.

Характеристическими точками вольт-амперных характеристик диода, работающего в таком — фотовентильном — режиме, являются ЭДС холостого хода $U_{хх}$ и ток короткого замыкания $I_{кз}$ (рис. 1.12,*б*). В этих крайних положениях мощность, выделяемая в нагрузке, равна нулю (при $U = U_{хх}$, $I_ф = 0$, а при $I_ф = I_{кз}$ $U_ф = 0$); очевидно, что имеется некоторое оптимальное значение сопротивления нагрузки $R_{н\,опт}$, при котором выделяемая на ней электрическая мощность максимальна:

$$P_{э\,max} = a\,U_{хх} I_{кз}, \qquad (1.13)$$

где a называют коэффициентом формы, имея в виду форму вольт-амперной характеристики. Естественно, что $0 < a < 1$, и чем a больше, тем ближе форма вольт-амперной характеристики к идеальному прямоугольнику (штриховая линия на рис. 1.12,*б*). Схемотехнически фотодиод в вентильном режиме работает как своеобраз-

ный вторичный источник питания, поэтому его определяющим параметром является КПД преобразования световой энергии в электрическую:

$$\text{КПД} = P_{э\,max}/AP_ф = aU_{xx}I_{кз}/AP_ф. \qquad (1.14)$$

Заметим в заключение, что в фотовентильном режиме действует важный класс фотоэлектрических приборов — солнечные батареи [11].

1.3. ТЕОРИЯ ДИОДНОГО ОПТРОНА

Расчет определяющих параметров оптопары проведем для геометрической модели рис. 1.3,*а*. Передаточные свойства диодной оптопары характеризуются значением коэффициента передачи тока $K_I = I_{вых}/I_{вх}$, где $I_{вх}$ и $I_{вых}$ — токи свето- и фотодиодов соответственно. Исходя из определения внешнего квантового выхода и используя (1.1) и (1.2), для мощности, излучаемой светодиодом *), получаем

$$P_ф = (I_{вх}/q)(hc/\lambda)\eta_{ext}. \qquad (1.15)$$

Часть этой мощности не попадает на чувствительную поверхность фотоприемника, поэтому введем коэффициент, учитывающий геометрические факторы:

$$K_г = f(D_{изл}/D_{фп},\ d) < 1. \qquad (1.16)$$

Иммерсионное действие оптической среды (при $n > 1$), напротив, ведет к увеличению падающей на фотоприемник мощности в сравнении с (1.15). Введем коэффициент, учитывающий этот фактор:

$$K_{им} = f(n_{им},\ n_{изл},\ n_{фп}) > 1. \qquad (1.17)$$

Используя определение чувствительности фотодиода (1.11), получаем

$$K_I = \frac{hc}{q\lambda}\eta_{ext}SK_гK_{им} = \mathscr{E}_{g\,изл}\eta_{ext}SK_гK_{им}. \qquad (1.18)$$

Последнее равенство получено при условии, что энергия генерируемого кванта $h\nu = \mathscr{E}_g$ (здесь $\mathscr{E}_g$, эВ; S, А/Вт; остальные величины безразмерные).

При расчете параметров светодиода рассмотренные выше механизмы рекомбинации удобнее оценивать не вероятностями тех или иных электронных переходов, а обратными им величинами — средними временами жизни избыточных носителей заряда, соответствующими этим переходам. Полагая, что вероятности переходов независимы друг от друга, можно записать:

$$\frac{1}{\tau_\Sigma} = \frac{1}{\tau_{изл}} + \frac{1}{\tau_{безызл}} = \frac{1}{\tau_{изл}} + \frac{1}{\tau_{лов}} + \frac{1}{\tau_{Оже}}, \qquad (1.19)$$

где τ_Σ — общее время жизни избыточных носителей заряда; $\tau_{изл}$ и

*) Речь идет о мощности, излучаемой в воздух, что и измеряется у светодиода перед его монтажом в оптрон.

$\tau_{безызл}$ — времена излучательной и безызлучательной рекомбинаций; $\tau_{лов}$ — время рекомбинации через глубокие центры; $\tau_{оже}$ — время оже-рекомбинации.

Из определения внутреннего квантового выхода следует

$$\eta_{int} = \left(\frac{1}{\tau_{изл}}\right) \Bigg/ \left(\frac{1}{\tau_{\Sigma}}\right) = \tau_{безызл}/(\tau_{изл} + \tau_{безызл}) \approx 1 - \tau_{изл}/\tau_{безызл}. \quad (1.20)$$

Приближенное равенство в (1.20) получено для случая $\tau_{изл} \ll \ll \tau_{безызл}$.

Выражение для η_{int} может быть получено и из зарядовых соотношений. При протекании прямого тока в базе диода накапливается избыточный заряд, равный $I_p \tau_{\Sigma}$ [12]. Темп излучательной рекомбинации этого заряда равен (I_p/q) $(\tau_{\Sigma}/\tau_{изл})$, откуда сразу и следует формула (1.20).

Время жизни излучательной рекомбинации при низком уровне инжекции $[\Delta p \ll (n_0 + p_0)]$ равно [13]

$$\tau^0_{изл} = \frac{1}{R} \; \frac{n_0 p_0}{n_0 + p_0}, \quad (1.21)$$

где R — константа, определяемая структурой энергетических зон и согласно принципу детального равновесия равная интенсивности межзонного поглощения, которая может быть измерена экспериментально; n_0 и p_0 — равновесные концентрации электронов и дырок. Величина R пропорциональна концентрации центров излучательной рекомбинации $N_{изл}$ и существенно зависит от температуры (в простейшем случае $R \sim T^{3/2}$).

Из структуры (1.21) следует, что наибольшее значение время жизни излучательной рекомбинации имеет место в собственном полупроводнике: $\tau_{изл\,i} = n_i/2R$. При высоком уровне инжекции, когда $\Delta p \gg (n_0 + p_0)$, время жизни перестает быть константой и само зависит от концентрации инжектированных носителей заряда: $\tau^{\infty}_{изл} = (1/R)(n^2_i/\Delta p)$. Рекомбинация через глубокие центры в соответствии с моделью Шокли — Рида [14] для произвольного уровня инжекции $\Delta = \Delta p/n_0$ дает (на примере полупроводника n-типа)

$$\tau_{лов}(\Delta) = \tau^0_{лов} \left(1 + \frac{\tau^{\infty}_{лов}}{\tau^0_{лов}} \Delta\right) \Bigg/ (1 + \Delta), \quad (1.22)$$

где $\tau^0_{лов}$ и $\tau^{\infty}_{лов}$ — времена жизни при очень низком и очень высоком уровнях инжекции. При глубоких центрах $\tau^{\infty}_{лов} = \tau_{p0} + \tau_{n0}$, $\tau^0_{лов} \approx \tau_{n0}$, где τ_{p0} и τ_{n0} — константы, определяемые природой центров рекомбинации и связанные с их концентрацией обратно пропорциональной зависимостью $\tau_{p0}(\tau_{n0}) \sim 1/N_{лов}$.

Время жизни оже-рекомбинации простому аналитическому расчету не поддается. Аппроксимация результатов численных расчетов показывает, что при превышении некоторой пороговой концентрации

носителей заряда в полупроводнике имеет место очень сильная степенная зависимость вида $\tau_{\text{оже}} \sim 1/(n_0 - n_{\text{0пор}})^z$, где для GaAs, GaP и соединений на их основе $n_{\text{0пор}} \approx (3 \ldots 5) \cdot 10^{18}$ см$^{-3}$, а $z \approx 4 \ldots 6$. В связи с этим говорят о концентрационном гашении люминесценции.

Для компонентов прямого тока через p—n-переход, не инжектирующих электроны в p-область, справедливы соотношения

$$I_p = \frac{qD_p p_0}{L_p} \exp\left(\frac{qU_{\text{пр}}}{kT}\right), \quad I_{\text{рек}} \approx \frac{qn_i l}{\tau^0} \exp\left(\frac{qU_{\text{пр}}}{2kT}\right),$$

$$I_{\text{тун}} \approx AE \exp(-B/E),$$

где D_p и L_p — коэффициент диффузии и диффузионная длина дырок в n-области; l — ширина области объемного заряда; E — напряженность поля в области p—n-перехода при приложении к нему прямого смещения $U_{\text{пр}}$; A и B — константы, определяемые конкретным видом распределения потенциала в переходном слое.

В общем случае представить ток поверхностных утечек $I_{\text{пов}}$ в аналитической форме не представляется возможным — он определяется эмпирически. Выражение для туннельного тока здесь приведено лишь в общей форме, не позволяющей сравнивать эту компоненту с I_n; укажем лишь на резкую зависимость $I_{\text{тун}}$ от напряженности электрического поля в p—n-переходе: практически кривая $I_{\text{тун}} = f(E)$ носит пороговый характер.

В том случае, когда туннельной и поверхностной компонентами тока можно пренебречь, выражение для γ после несложных преобразований сводится к простой аналитической форме:

$$\gamma \approx \left[1 + \frac{\sigma_p}{\sigma_n} + \frac{p_0}{n_i} \frac{l}{L_n} \left(\frac{kT}{q(\varphi_0 - U_{\text{пр}})}\right) \exp\left(-\frac{qU_{\text{пр}}}{2kT}\right)\right]^{-1},$$

где σ_n и σ_p — проводимости n- и p-областей. Первая добавка к 1 обусловлена неидеальностью инжектирующих свойств p—n-перехода, вторая — рекомбинацией в области объемного заряда.

При оценке коэффициента вывода излучения $K_{\text{опт}}$ потери на самопоглощение могут быть рассчитаны по формуле (1.9), для чего кроме геометрии кристалла необходимо точно знать длину волны излучения, так как зависимость $\varkappa_0(\lambda)$ очень резкая (см. рис. 1.10).

Вследствие эффекта полного внутреннего отражения наружу из кристалла выходят лишь лучи, падающие на границу раздела под углами, меньше критического:

$$\alpha_{\text{кр}} = \arcsin(1/n_{\text{изл}}) \qquad (1.23)$$

(угол отсчитывается от нормали к поверхности). Если считать, что излучение в активной области кристалла изотропно и наружу выходят лишь лучи, лежащие в телесном угле $\alpha \leqslant \alpha_{\text{кр}}$, если учесть коэффициент отражения для этих лучей, то при условии пренебрежения потерями на поглощение для вывода излучения с одной стороны кристалла получим $K_{\text{опт}} \lesssim 2 \cdot 10^{-2}$ *). Практически наблюдаются и намного большие значения $K_{\text{опт}}$, что обусловлено действием неучтенных факторов, таких, как многопроходные эффекты, переизлучение,

*) Напомним, что расчет по (1.23) справедлив для вывода излучения в воздух ($n=1$).

отражение от плоскости омического контакта, фокусирующее действие мезаструктуры.

Отметим, что теория светодиода не доведена до удобного аналитического представления и для определения выходных параметров излучателя приходится проводить численные расчеты, опирающиеся на эмпирические константы и справедливые лишь для конкретных структур. Многие из принятых допущений практически выполняются очень приближенно, поэтому полученные формулы пригодны лишь для оценок. Особенно существенные отклонения имеют место для гетеросветодиодов, где мы сталкиваемся с принципиально новыми эффектами.

Перейдем к рассмотрению процессов в фотодиоде. Из определений (1.11), (1.12) и учитывая (1.1) и (1.2), получаем

$$S\,[\text{А/Вт}] = 0{,}8Q\lambda\ [\text{мкм}] = Q\mathscr{E}^{-1}_{g\ \text{изл}}\,[\text{эВ}]. \qquad (1.24)$$

Второе равенство в (1.24) справедливо, если энергия генерируемых квантов $h\nu = \mathscr{E}_{g\,\text{изл}}$. Из простого соотношения (1.24) следуют два полезных вывода.

1. Предельная для данной длины волны излучателя фоточувствительность, достигаемая при $Q \to 1$, составляет $\max S_\lambda = 0{,}8\,\lambda$, а для данного полупроводникового материала может быть достигнута при $\lambda \to \lambda_{\text{гр}}$ и определяется как $\max S\ [\text{А/Вт}] \approx \mathscr{E}^{-1}_{g\ \text{фп}}\ [\text{эВ}]$.

2. Если положить, что $Q \approx 1$ или что Q не зависит от λ, то вид спектральной характеристики S оказывается очень простым (рис. 1.13).

Эксперименты подтверждают правильность этих предельных оценок и вид графика рис. 1.13. Отклонение реального вида зависимости $S(\lambda)$ в длинноволновой части спектра объясняется трудностью достижения $Q = 1$, а в коротковолновой — возрастанием роли поглощения в p^+-области и поверхностной рекомбинацией. Точный расчет Q в общем случае произвольной структуры провести не удается, поэтому обычно находят значения Q для некоторых типичных конкретных структур. Выражения эти очень громоздки и ясному физическому анализу практически не поддаются [11, 15].

Рис. 1.13. Теоретическая (———) и экспериментальная (- - -) спектральные зависимости чувствительности фотоприемников

Представляется более полезным иметь пусть приближенное, но достаточно простое и общее аналитическое выражение. При расчете делаются следующие предположения:

— геометрия диода одномерна (изменение свойств происходит только в направлении x на рис. 1.11),

— толщина p^+-области столь мала, что потерями оптической энергии в ней можно пренебречь;

— временем пролета и рекомбинационными потерями в обедненной области p—n-перехода можно пренебречь;

— поверхностная рекомбинация отсутствует;

— поведение носителей подчиняется статистике Больцмана;

— уровень инжекции генерируемых светом носителей мал;

— эффективное время жизни носителей заряда в базе совпадает с временем жизни дырок τ_p;

— отражение света от поверхности кристалла пренебрежимо мало.

При экспоненциальном законе поглощения излучения вида (1.9), полагая $\beta=1$ и пренебрегая диффузионным выравниванием, для концентрации генерированных дырок получаем $p=p_0 \exp(-x/\varkappa_0)$, где

$$p_0=5\cdot10^{15}\lambda P_{\Phi 0}\tau_p/\varkappa_0. \qquad (1.25)$$

Здесь p, p_0, см$^{-3}$; $\varkappa_0$, см; λ, мкм; $P_{\Phi 0}$, мВт/см^2; τ_p, с.

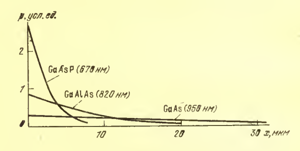


Рис. 1.14. Распределение концентрации избыточных дырок в базе кремниевого фотодиода при засветке от различных излучателей

Примеры распределения концентрации дырок в базе кремниевого фотодиода для типичных «оптронных» излучателей (рис. 1.14) показывают, что при уменьшении длины волны граничная концентрация возрастает и все распределение «прижимается» к p—n-переходу. Характерно при этом, что полное количество избыточных носителей заряда в базе, равное (при достаточно толстой базе)

$$F = A\int_0^\infty p(x)\,dx = Ap_0\varkappa_0 = 5\cdot10^{15}A\lambda P_{\Phi 0}\tau_p$$

(здесь A — площадь p—n-перехода, см^2), слабо зависит от λ и для тех незначительных различий по λ, которые имеют место у оптронных излучателей, практически неизменно.

Рассмотрим p^+—n—n^+-структуру (рис. 1.11,*а*). Будем считать, что $\varkappa_0 \ll L_p$ ($L_p=\sqrt{D_p\tau_p}$ — диффузионная длина дырок в n-области), ибо лишь в этом случае коэффициент собирания Q не слишком мал. Экспоненциальный закон распределения избыточных дырок в базе диода с показателем экспоненты $x/\varkappa_0 \ll x/L_p$ показывает, что ситуация подобна той, которая возникает при протекании через диод короткого неустановившегося импульса прямого тока [12]. Используя формулы из [12] и учитывая конечность базовой области фотодиода, получаем

$$Q=(1-\varkappa_0/2L_p)\,[1-\exp(-W/L_p)]. \qquad (1.26)$$

Первый член в этом соотношении учитывает рекомбинационные потери в базе, второй — «бесполезную» генерацию носителей в n^+-

области. Для p—i—n-структуры (рис. 1.11,б), когда иосителн под действием встроенного поля пролетают область базы за время, мнюго меиьшее τ_p, рекомбинациоиными потерями в базе можио преиебречь и в выражении для Q остается лишь второй член; при $W >$ $> (2 \ldots 3)\varkappa_0$ практически $Q \approx 1$. Выраженне (1.26) дает н спектральиую завнсимость Q при известном виде фуикции $\varkappa_0(\lambda)$.

В заключеиие этого расчета заметим, что предположеиие о пренебрежимости ширнной области объемиого заряда $l_{оз}$ (по сравиению с $\varkappa_0$, L_p и W) несправедлнво (рис. 1.15). В p—i—n-структурах уже прн $U_{обр} \approx 1 \ldots 2$ В $l_{оз} > \varkappa_0$, поэтому величина Q практически ие зависит от обратиого иапряжения; для диодов с p—n-переходом, напротнв, характерно заметное снnжение Q (и соответственно S) при уменьшеиии напряжения.

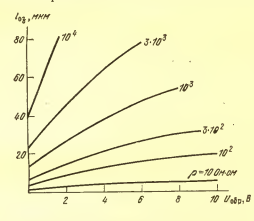


Рис. 1.15. Зависимость шириины области объемного заряда от обратного иапряжеиия

Выше отмечалось, что фотоднод в оптроие может использоваться и в фотовентильном режиме. ЭДС холостого хода легко находится по формуле Больцмана для высоты потеициальиого барьера в области p—n-перехода:

$$U_{хх} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_0 + p_{n0}}{p_{n0}} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{p_0}{p_{n0}}, \qquad (1.27)$$

где p_{n0} — равиовесная концентрация дырок в базе неосвещенного фотодиода. Учнтывая (1.25) н нмея в внду, что $p_{n0} = n^2_i / n_{n0}$, получаем

$$U_{хх} = \frac{kT}{q} \ln 5\cdot10^{15} \frac{\lambda n_{n0} \tau_p}{\varkappa_0 n^2_i} P_{ф0}. \qquad (1.28)$$

Для кремиия при комнатной температуре ($kT/q = 0{,}025$ В, $n^2_i =$ $= 2\cdot10^{20}$ см$^{-6}$) при типнчных $\lambda \approx 0{,}95$ мкм, $n_{n0} = 5\cdot10^{14}$ см$^{-3}$ ($\rho =$ $= 10$ Ом·см), $\tau_p = 10^{-6}$ с н $P_{ф0} = 30$ мВт/см^2 получаем $U_{хх} \approx$ ≈ 460 мВ. Полученное из зарядовых соотношений выраженне при

учете того, что $I_ф \sim p_0$ и $I_т \sim p_{n0}$, сводится к общеизвестной форме (см., например, [11, 15]):

$$U_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{кз} + I_т}{I_т} \right) \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{кз}}{I_т}. \quad (1.29)$$

Из (1.28) следует, что при каждом двукратном увеличении мощности облучения U_{xx} возрастает на $\sim$18 мВ и оно тем меньше, чем выше удельное сопротивление базовой области. Формула (1.27) и вытекающие из нее следствия справедливы в том диапазоне изменения облученности (и соответственно значений p_0 и $I_{кз}$), когда,

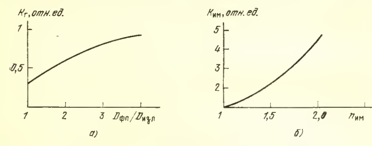


Рис. 1.16. Вид функции $K_г(D_{фп}/D_{изл})$ (*а*) и $K_{им}(n_{им})$ (*б*)

с одной стороны, $p_0 \gg p_{n0}$ (т. е. $I_{кз} \gg I_т$), а с другой — потенциальный барьер на *p—n*-переходе далек от полного «исчезновения», т. е. $(\varphi_0 - U_{xx})/kT \gg 1$ (здесь φ_0 — контактная разность потенциалов на *p—n*-переходе). Естественно, что предельная величина U_{xx} (при большой облученности) может быть близка к φ_0, определяемой как

$$\varphi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p0}}{p_{n0}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p0} n_{n0}}{n^2_i}. \quad (1.30)$$

Для типичного *p—i—n*-диода ($p_{p0} = 10^{18}$ см$^{-3}$, $n_{n0} = 10^{13}$ см$^{-3}$) получаем $U_{xx\,max} = 620$ мВ, для фотодиода с *p—n*-переходом эта величина может достигать 700 ... 750 мВ.

Значение тока короткого замыкания определяется просто как

$$I_{кз} = P_{ф0} S(0) A, \quad (1.31)$$

где $S(0)$ — чувствительность фотодиода при нулевом напряжении смещения.

Возвращаясь к формуле (1.13), отметим, что величина коэффициента формы a в (1.13) зависит от внутреннего последовательного сопротивления фотодиодной структуры и, как правило, близка к 0,7 ... 0,8.

Расчет светопередачи от излучателя к фотоприемнику крайне сложен, так как она зависит от очень многих факторов: отношения $D_{фп}/D_{изл}$, расстояния между излучателем и фотоприемником d, несоосности и непараллельности кристаллов, диаграммы направленности излучателя и т. п. В общем случае аналитические формулы получить не удалось. Для конструкции на рис. 1.3,*а* с ламбертовским излучателем численный расчет и эксперимент [16] позволили получить графическое выражение для $K_г(D_{фп}/D_{изл})$, анализ кото-

рого показывает (рис. 1.16,*а*), что оптимальным следует признать отношение $D_{фп}/D_{изл} \approx 2 \ldots 2{,}5$.

Выигрыш в светопередаче при погружении кристаллов излучателя и фотоприемника в иммерсионную среду с показателем преломления $n_{им}$ по сравнению со случаем воздушного промежутка между этими кристаллами дается формулой

$$K_{им} = \frac{1 - \cos \arcsin (n_{им}/n_{изл})}{1 - \cos \arcsin (1/n_{изл})}.$$

Аппроксимация теоретической кривой (рис. 1.16,*б*) в практически наиболее интересном диапазоне $1 < n_{им} < 2$ дает $K_{им} \approx n^2_{им}$.

Подставляя в (1.18) выражение (1.24) и полагая, что *p—i—n*-фотодиод ($Q \longrightarrow 1$) имеет достаточно большую площадь ($K_г \longrightarrow 1$), получаем для теоретически предельного значения коэффициента передачи тока оптрона простое и компактное выражение

$$\max K_I = \eta_{ext} n^2_{им}, \qquad (1.32)$$

где, еще раз подчеркнем, η_{ext} — внешний квантовый выход кристалла светодиода, учитывающий мощность излучения в воздух лишь в одну сторону от излучающей плоскости. Отметим, что соотношение (1.32) вытекает и просто из определения параметра η_{ext}.

В заключение этого параграфа кратко рассмотрим другие определяющие параметры оптрона.

Динамические характеристики (подробно рассматриваемые в § 3.5) определяются значениями временных параметров и барьерных емкостей излучателя и фотоприемника. В обеих активных структурах могут быть выделены постоянная времени диффузионно-дрейфового распространения носителей $t_{дд}$ и эффективное время жизни $\tau_{эф}$. Рассматриваемые структуры по геометрической модели относятся к плоскостным диодам либо с тонкой, либо с полубесконечной базой, поэтому для определения соответствующих постоянных времени пригодны следующие формулы [12]:

для излучателя

— барьерная емкость

$$C_{p-n} = A\sqrt{\varepsilon\varepsilon_0 q N_A / 2(\varphi_0 - U_{пр})},$$

— эффективное время жизни носителей заряда

$$\tau_{n\,эф} = (1/\tau_{безызл} + 1/\tau_{изл})^{-1},$$

— диффузионно-дейфовая постоянная времени $t_{дд} = W^2/2D_n$ для двойной гетероструктуры, $t_{дд} = W^2/2D_n$ (либо $\tau_{n\,эф}$) для одинарной гетероструктуры

для фотодиода

— барьерная емкость

$$C_{p-n} = A(\varepsilon\varepsilon_0/W) \text{ для } p\text{—}i\text{—}n\text{-структуры},$$

$$C_{p-n} = A\sqrt{\varepsilon\varepsilon_0 q N_D / 2(U_{обр} + \varphi_0)} \text{ для } p-n\text{-перехода},$$

— эффективное время жизни носителей заряда $\tau_{p\,эф}$,

— диффузионно-дрейфовая постоянная времени

$$t_{дд} = W^2/2D_p\,[q(U_{обр}+\varphi_0)/kT] \text{ для } p\text{—}i\text{—}n\text{-структуры},$$

$$t_{дд} = W^2/2D_p \text{ (либо } \tau_{p\,эф}) \text{ для } p\text{—}n\text{-перехода}.$$

Здесь W — толщина базовой области; $D_{p(n)}$ — коэффициент диффузии дырок (электронов); $N_{A(D)}$ — концентрация акцепторов (доноров) в базе; ε, ε_0 — соответственно диэлектрическая проницаемость полупроводника и вакуума ($8{,}86\cdot10^{-14}$ Ф/см); A — площадь p—n-перехода.

В порядке пояснения этих формул отметим: в базе p—i—n-фотодиода определяющим является дрейф носителей; гетероструктуры реальных излучателей по емкостным свойствам практически подобны гомоструктурам с резким p—n-переходом; база излучателя имеет p-проводимость, фотоприемника — n-проводимость; емкость излучателя определяется при прямом (или нулевом) смещении, емкость приемника — при обратном.

Предельные (наилучшие) значения параметров гальванической развязки (определения см. § 2.1) определяются простыми формулами

$$U_{разв\,max}=E_{им\,кр}d;\ R_{разв}\approx\rho_{им}(d/A_{изл});\ C_{разв}\approx$$
$$\approx A_{изл}(\varepsilon_{им}\varepsilon_0/d).$$

Реально достижимые (и тем более гарантируемые) значения этих параметров значительно уступают предельным. Причинами этого являются: пробой по воздушному окружению, концентрация поля на остриях и неоднородностях, недостаточно определенное положение проволочных выводов, наличие поверхностных загрязнений, пробой между деталями корпуса, паразитная емкость и утечка по корпусу и т. п.

1.4. РАЗНОВИДНОСТИ АКТИВНЫХ ОПТРОННЫХ СТРУКТУР

Полученные в предыдущем параграфе соотношения полезны для расчета не только диодных, но и других оптронов.

Основными разновидностями *фотоприемников* с p—n-переходом, используемых в оптронах, являются фототранзистор, составной фототранзистор («фото-дарлингтон»), фототиристор (рис. 1.17,*а*—*в*). Все они относятся к приборам с внутренним усилением, т. е. кроме эффекта преобразования оптического излучения в электрический ток имеет место еще и усиление фототока. Несмотря на важные и очевидные различия между этими фотоприемниками, для всех них справедливы некоторые общие положения.

1. В полупроводниковой структуре может быть выделена некоторая область, подобная фотодиоду, например освещаемая часть площади коллекторного p—n-перехода фототранзистора на рис. 1.17,*а* или часть центрального коллекторного p—n-перехода фототиристора на рис. 1.17,*в*. Тем самым электрическая эквивалентная схема фотоприемников с внутренним усилением сводится к комбинации фотодиода и одного или нескольких транзисторов.

2. Токовая фоточувствительность возрастает в $B_{эк}$ раз по сравнению с чувствительностью эквивалентного фотодиода $S_{д\,эк}$ ($B_{эк}$ — коэффициент усиления транзисторной части эквивалентной схемы). Во столько же раз уменьшается выходное сопротивление фотоприемника, поэтому достижимая вольтовая чувствительность не изменяется по сравнению с эквивалентным фотодиодом [17].

3. Постоянные времени, характеризующие инерционность приборов в режиме переключения, возрастают в $B_{эк}$ раз по сравнению с постоянными времени эквивалентного фотодиода; во столько же раз уменьшается граничная частота $f_{гр}$ [17].

4. Определяющие параметры эквивалентного фотодиода $S_{д\,эк}$ и $f_{гр\,эк}$ ($t_{дд\,эк}$) уступают тем же параметрам аналогичного дискретного фотодиода. Это обусловлено принципиальными затруднениями в оптимизации геометрических и электрофизических характеристик структуры, что, в свою очередь, связано с необходимостью изготовления фотодиодной и транзисторной областей в едином процессе на одном кристалле.

5. Если по аналогии с обычными транзисторами за обобщенный показатель качества фототранзистора принять произведение $Sf_{гр}$, то с учетом положений пп. 2 и 3 получим

Рис. 1.17. Структуры фотоприемников с внутренним усилением: фототранзистор (*а*), составной фототранзистор (*б*), фототиристор (*в*), фотодиод-транзистор (*г*)

$$Sf_{гр} = (S_{д\,эк}B_{эк})\,\frac{f_{гр\,д\,эк}}{B_{эк}} = S_{д\,эк}f_{гр\,д\,эк}.$$

Таким образом, с учетом сказанного в п. 4 следует заключить, что обобщенный показатель качества у фотоприемника с внутренним усилением не может быть получен бо́льшим, чем у дискретного фотодиода, изготавливаемого на той же физико-технологической основе.

6. Фотоприемники с внутренним усилением уступают фотодиодам при работе в фотовентильном режиме: ни U_{xx}, ни $I_{кз}$ (которые у фототранзистора меньше, чем у аналогичного дискретного фотодиода) не усиливаются.

7. В фотоприемниках с внутренним усилением ухудшаются (по сравнению как с теми же приборами без фоточувствительного окна, так и с фотодиодами) важные эксплуатационные характеристики, такие, как температурная и временная стабильность параметров, стойкость к эффекту dU/dt (для фототиристоров), сужается диапазон линейности преобразовательной характеристики, возрастает уровень шумов.

Отмеченные недостатки фотоприемников с внутренним усилением удается в значительной мере преодолеть при использовании такого конструктивно-технологического решения, при котором части эквивалентной схемы рис. 1.17 (фотодиодная и усилительная) физически разносятся в отдельные области кремниевого кристалла, так что каждая из них может оптимизироваться почти независимо от другой. Схема одного из таких фотоприемников — диодно-транзисторного — представлена на рис. 1.17,*г*.

Благодаря высокой фоточувствительности, возможности работы без последующих согласующих каскадов, функциональной полноте и схемотехнической гибкости фотоприемники с внутренним усилением (в первую очередь фототранзисторы и фототиристоры) находят в оптронах самое широкое применение.

Разнообразны и светодиодные *излучатели*, используемые в оптронах, хотя это разнообразие носит не функциональный, а конструктивно-технологический характер. Поскольку особую роль здесь играют гетеросветодиоды, рассмотрим их структуру подробней.

Гетеропереход представляет собой границу внутри полупроводникового монокристалла, разделяющую две области с различными составами полупроводника и соответственно с различной шириной запрещенной зоны [18, 19].

На рис. 1.18 представлены энергетические диаграммы двух наиболее распространенных типов светодиодов с одинарной (ОГС) и двойной (ДГС) гетероструктурой. В ОГС имеется широкозонный эмиттер и узкозонная база (p—n-переход), в ДГС — еще и дополнительный запирающий широкозонный слой того же, что и база,

типа проводимости (изотипный гетеропереход). По сравнению с обычными p—n-переходами гетероструктуры обладают двумя важными отличительными особенностями.

Первая — односторонняя инжекция. Скачок потенциала на границе представляет собой потенциальный барьер для дырок в базовой области, поэтому при приложении прямого смещения имеет место только инжекция электронов из эмиттера в базу. В ДГС второй по-

Рис. 1.18. Энергетические диаграммы одинарной (*а*) и двойной (*б*) гетероструктур:
1 — подложка; *2* — широкозонный запирающий слой; *3* — узкозонная база; *4* — широкозонный эмиттер.
$\mathscr{E}_F$-уровень Ферми

тенциальный барьер препятствует выходу электронов из базовой области, обеспечивает их локализацию и тем самым повышает быстродействие диода. Характерно, что односторонняя инжекция не связана со степенью легирования эмиттерной и базовой областей (как это имеет место в p—n-переходе) и может сохраняться до очень значительных плотностей тока. Таким образом, односторонняя инжекция, возможность локализации избыточных зарядов в узкозонной базовой области, «зажатой» между двумя широкозонными областями, возможность произвольного варьирования степенью легирования в различных областях без ухудшения инжектирующих свойств p—n-переходов — вот что прежде всего дает использование гетероструктур.

Вторая отличительная особенность гетероструктур — резкое различие оптических свойств различных областей кристалла. Оно проявляется прежде всего в том, что длина волны излучения, генерируемого в узкозонной

базе, лежит правее «красной границы» поглощения эмиттерной области. В связи с этим говорят об эмиттере как о широкозонном «окне», через которое излучение выводится из светодиода практически без поглощения. Кроме того, в усовершенствованных ДГС-излучателях с удаленной подложкой оказываются существенными многопроходные эффекты и явления переизлучения. Лучи света, претерпевающие на внешней границе полное внутреннее отражение, многократно отразившись от различных граней кристалла, в конце концов падают на внешнюю границу под таким углом, который разрешает их выход наружу. Естественно, что многопроходные эффекты возможны лишь в том случае, если поглощение в кристалле незначительно. Самопоглощение в узкозонной базе также удается несколько ослабить за счет эффекта переизлучения: поглощение кванта света ведет к новому акту излучения.

Таким образом, особенности электрических и оптических свойств гетероструктур открывают широкие возможности улучшения основных параметров излучателей — эффективности и быстродействия, но реализовать эти возможности не всегда удается достаточно просто. Оказалось, что для получения качественного гетероперехода необходимо иметь высокую степень совпадения структурных характеристик по разные стороны от границы: различие постоянных кристаллических решеток не должно превышать 0,1 ... 0,01%. Близкими должны быть и коэффициенты термического расширения. В тех же случаях, когда эти условия не выполняются, высокая концентрация дефектов в области гетероперехода практически сводит на нет все его физические преимущества.

Типичными и наиболее хорошо разработанными являются гетероструктуры в тройном соединении вида $Ga_{1-x}Al_xAs$ [20]. Это соединение получается путем замещения в кристалле GaAs части атомов галлия алюминием. По мере увеличения доли x замещенных атомов ширина запрещенной зоны изменяется от $\mathscr{E}_g \approx 1{,}4$ эВ (для чистого GaAs) до $\mathscr{E}_g \approx 2{,}1$ эВ (для чистого AlAs), причем вплоть до $x \approx 0{,}4$, что соответствует $\mathscr{E}_g \approx 1{,}9$ эВ, энергетическая диаграмма полупроводника остается прямозонной.

Изготавливают гетероструктуры методом жидкофазной эпитаксии. На примере ОГС типа GaAlAs это вы-

глядит так. На подложку из арсенида галлия, помещенную в специальную кассету в нагретой кварцевой трубе, выливают расплавленную шихту, содержащую галлий, алюминий и германий (являющийся акцепторной примесью). Спустя некоторое время на подложке вырастает эпитаксиальный слой GaAlAs p-типа проводимости. Остатки шихты удаляют и, не вынимая пластины из печи, на нее выливают расплав шихты, содержащий большое количество алюминия и теллур (или олово) в качестве легирующей примеси. Так выращивается эпитаксиальный слой широкозонного эмиттера n-проводимости.



Рис. 1.19. Внешний вид кристалла ОГС-излучателя

Основными типами излучателей, используемых в отечественных оптронах, являются [21]:

— одинарная гетероструктура (ОГС) на основе тройного соединения GaAlAs;

— двойная гетероструктура (ДГС) на основе того же соединения;

— мезаструктура на основе гомоперехода в арсениде галлия, легированном кремнием.

При изготовлении на арсенидогаллиевой подложке p-типа ОГС-излучателя (рис. 1.18,a) выращиваются последовательно два слоя $Ga_{1-x}Al_xAs$:

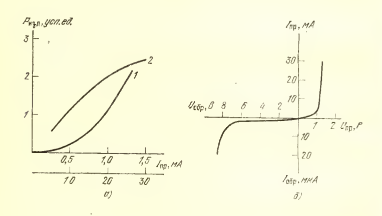
— базовая область p-проводимости с $x \approx 0{,}05$ (соответственно $\mathscr{E}_g \approx 1{,}46$ эВ и $\lambda_{изл} \approx 860$ нм) относительно большой толщины (20 ... 30 мкм);

— широкозонный эмиттер n-проводимости с $x \approx 0{,}1$ ($\mathscr{E}_g \approx 1{,}6$ эВ). Оптимальные параметры излучения и быстродействия достигаются при легировании базовой и эмиттерной областей до концентраций $(1 \ldots 2) 10^{18}$ см$^{-3}$ и $(0{,}5 \ldots 2) 10^{18}$ см$^{-3}$ соответственно.

Омический контакт к подложке изготавливается по всей поверхности кристалла, контакт к эмиттеру — в виде небольшого металлизированного пятна (рис. 1.19). Площадь кристалла близка к $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ см^2. Выбранная конструкция обеспечивает одностороннюю инжекцию дырок в базовую область, их эффективную излучательную рекомбинацию (основной источник безызлучатель-

ной рекомбинации — дефекты на границе подложка — база — удален от области накопления инжектированных зарядов) и вывод излучения без поглощения через широкозонный эмиттер. В итоге у лучших образцов приборов достигается $\eta_{ext} \approx 3 \dots 4\%$.

Малое значение времени жизни электронов в базовой области обеспечивает достаточно быстрое протекание релаксационных процессов, связанных с рассасыванием электронов, при работе излучателя в режиме переключения (40 ... 80 нс).



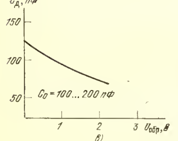


Рис. 1.20. Ватт-амперная (*а*), вольт-амперная (*б*) и вольт-фарадиая (*в*) характеристики излучателя оптроиа АОД101А:

1, 2 — участки кривых при малых и больших токах

Выход на линейный участок ватт-амперной характеристики (рис. 1.20,*а*) у лучших образцов излучателей наблюдается при $I_{пр} \approx 1$ мА; верхняя граница линейного диапазона зависит от условий теплоотвода и без принятия специальных мер (в составе бескорпусной оптопары) близка к $I_{пр} \approx 10 \dots 20$ мА.

Вольт-амперная и вольт-фарадная характеристики имеют вид, типичный для резких p—n-переходов, изготовленных в низкоомном полупроводнике (рис. 1.20,*б*, *в*): пробивное напряжение не превышает $U_{проб} \approx 6 \ldots 8$ В, падение прямого напряжения при $I_{пр} = 10$ мА близко к $U_{пр} \approx 1{,}2$ В и имеет малый разброс от образца к образцу ($\Delta U_{пр} \approx 0{,}1$ В), удельная емкость при нулевом смещении $C_{уд} \approx 600$ пФ/мм^2.

Повышение температуры окружающей среды ведет к существенному уменьшению мощности и некоторому возрастанию длины волны максимума спектра излучения (рис. 1.21). Возрастание λ_{max} на 20 ... 30 нм не существенно для оптрона, так как спектральная характеристика фотоприемника изменяется плавно, изменение же мощности излучения необходимо учитывать при расчете температурных параметров оптрона.

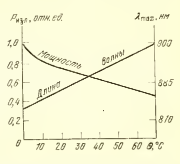


Рис. 1.21. Температурные зависимости мощности и длины волны излучения типичного GaAlAs-светодиода

К числу основных достоинств рассмотренных излучателей относятся: удовлетворительное сочетание высокой квантовой эффективности и высокого быстродействия, высокая долговечность, простота изготовления, плоскостность конструкции. Это обусловило универсальность применения таких излучателей в оптронах, хотя им присущи весьма существенные недостатки, такие, как трудность дальнейшего повышения быстродействия (снижения $\tau_{n\,эф}$ и C_{p-n}) и снижение номинального входного тока, а также двустороннее расположение выводов.

Мезаизлучатель на основе арсенида галлия, легированного кремнием (рис. 1.22), изготавливают методом жидкофазной эпитаксии с введением в шихту кремния. Амфотерное действие кремния в арсениде галлия ведет к тому, что по обе стороны p—n-перехода образуется область полупроводника, подобного до некоторой степени i-слою. Для этой области характерно [22]:

— практически полное отсутствие безызлучательных каналов рекомбинации (совершенство структуры);

— типичная для p—i—n-структуры высокая инжек-

ционная эффективность: из всех бесполезных компонентов прямого тока сколько-нибудь заметным является только ток рекомбинации $I_{рек}$ в слое объемного заряда;

— значительная протяженность (до нескольких десятков микрометров), обусловливающая линейность ватт-амперной характеристики до очень высоких плотностей тока и малое значение удельной емкости.

Примечательной особенностью этих приборов является и то, что максимум спектра излучательной рекомбинации приходится на $\lambda_{max} \approx 940 \ldots 960$ нм и довольно далеко отстоит от «красной границы» поглощения арсенида галлия ($\lambda_{гр} \approx \approx 900$ нм). Это резко снижает самопоглощение и позволяет получать высокие значения коэффициента вывода излучения $K_{опт}$.

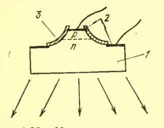


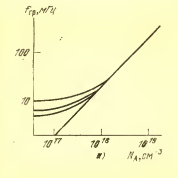
Рис. 1.22. Мезаизлучатель на основе GaAs(Si), используемый в оптроне АОД112А-1:
1 — кристалл; *2* — омические контакты; *3* — защитная пленка

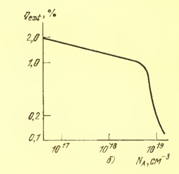
Определенные преимущества дает и применение мезаконструкции. Это—фокусирование излучения за счет отражения лучей от боковых поверхностей «мезы», технологически неограниченный диапазон регулирования площади p—n-перехода (и тем самым номинального рабочего тока и емкости), удобство (при сборке оптрона) одностороннего расположения выводов. Все это обусловливает высокую эффективность излучения GaAs(Si)-мезаструктур: у лучших образцов излучателей $\eta_{ext} \approx 7 \ldots 9\%$, а КПД $6 \ldots 7\%$, у подобных им приборов с полусферической n-областью (дискретные светодиоды АЛ107, 108, используемые в некоторых типах мощных тиристорных оптронов) достигается $\eta_{ext} \approx \approx 20 \ldots 30\%$ и КПД $10 \ldots 15\%$.

Высокая эффективность излучения, к сожалению, сочетается с невысоким быстродействием GaAs(Si)-приборов, что связано с образованием компенсированной области полупроводника [23]. Большое полное время жизни носителей заряда и протяженность активной области рекомбинации приводит к тому, что при протекании прямого тока накапливается избыточный заряд, рассасывание и рекомбинация которого после переключения протекают за время $10^{-7} \ldots 10^{-6}$ с. При увеличе-

нии прямого тока ловушки частично «забиваются» инжектируемыми носителями заряда и постоянные времени рекомбинации уменьшаются.

Наиболее перспективным видом излучателя для быстродействующих оптронов является двойная гетероструктура (рис. 1.18,*б*), отличие которой от одинарной состоит в создании дополнительного широкозонного эпитаксиального слоя между подложкой и базовой областью. В остальном кристаллы ОГС- и ДГС-излучателей одинаковы.





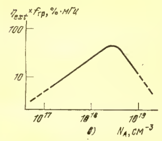


Рис. 1.23. Зависимость быстродействия (*а*), внешнего квантового выхода (*б*) и обобщенного показателя качества (*в*) ДГС-излучателей от концентрации примесей в узкозонной базовой области

Использование двойной гетероструктуры обеспечивает локализацию инжектированных зарядов в базе при уменьшении ее толщины вплоть до нескольких микрометров. А это ведет к тому, что при сохранении величины η_{ext} почти на таком же уровне, как в ОГС, быстродействие двойных гетеросветодиодов удается значительно повысить. При уменьшении толщины базы в ОГС-излучателе мощность излучения падает резко, быстродействие растет незначительно (снизить времена переключения ниже 20 ... 25 нс в ОГС практически не удается).

При постоянной толщине базовой области быстродействие ДГС-излучателя растет при увеличении концентрации легирующей примеси (рост граничной частоты на рис. 1.23,*а*) [24, 25]. Возрастание туннельной компоненты прямого тока объясняет противоположный характер зависимости η_{ext} (рис. 1.23,*б*). Поэтому существует некоторая оптимальная концентрация легирующей примеси (рис. 1.23,*в*), при которой достигается максимальное значение произведения $\eta_{ext} f_{гр}$ (или $\eta_{ext}/t_{нар(сп)}$), представляющее собой обобщенный показатель качества излучателя как элемента оптрона. ДГС-излучатели, используемые в оптронах типа АОД120А-1, характеризуются значениями $\eta_{ext} \approx 2 \ldots 2{,}5\%$ и $t_{нар(сп)} \approx 10 \ldots 15$ нс (по лучшим образцам). Важно при этом, что технология их изготовления и применение не намного сложнее, чем при использовании стандартных ОГС-структур.

Дальнейший прогресс в повышении обобщенного показателя качества излучателей $\eta_{ext} f_{гр}$ связывается главным образом с созданием промышленной технологии бесподложечных многопроходных структур (рис. 1.24). После жидкофазного эпитаксиального выращивания двойной гетероструктуры (*1*), вытравливания мезы и создания омических контактов (*2*) кристаллы подвергаются обработке в избирательном травителе, интенсивно растворяющем лишь арсенидогаллиевую подложку. Приклейка оставшейся GaAlAs-части кристалла на отражающую плоскость держателя завершает изготовление светодиодов (*3*). В экспериментальных образцах таких излучателей удалось достигнуть $\eta_{ext} \approx 40\%$, а при помещении их в иммерсионную среду с $n \approx 1{,}5$ и $\eta_{ext} \approx 70\%$ [26].

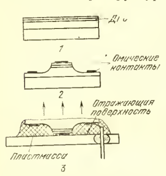


Рис. 1.24. Этапы изготовления бесподложечного ДГС-излучателя

В ряде типов оптронов (главным образом зарубежных) нашли применение и другие светодиодные излучатели [27]. Так, GaAs(Zn)-излучатели обладают наивысшим быстродействием ($t_{нар(сп)} \approx 1 \ldots 2$ нс), однако при этом излучаемая мощность ничтожна ($\eta_{ext} \approx 0{,}1\%$);

кроме того, высокий коэффициент диффузии Zn обусловливает быструю деградацию этих излучателей (за 3 ... 5 тыс. ч). «Красные» светодиоды на основе GaAsP характерны прежде всего высокой технологичностью, а также малой глубиной поглощения излучения в кремнии, что полезно при воздействии излучения на фотоприемник с тонкой базовой областью. Желто-зеленые GaP-светодиоды хорошо спектрально согласуются с CdS-фоторезисторами.

1.5. ВОПРОСЫ НАДЕЖНОСТИ

В процессе эксплуатации оптронов так же, как и других электронных приборов, могут наблюдаться и наблюдаются случаи выхода отдельных образцов из строя. Для технологически определенного типа приборов интенсивность отказов зависит от времени наработки, электрического режима, температуры окружающей среды. Выходы приборов из строя могут иметь место при различных механических воздействиях — ударах, вибрации, постоянном ускорении, акустическом шуме, а также при пребывании приборов в условиях повышенного и пониженного давления, повышенной влажности и воздействия других внешних реагентов (включая биологические), характерных для тропических условий. Исключительно важной является устойчивость оптронов к воздействию различных видов радиации — солнечной, электронной, протонной, рентгеновской, гамма, нейтронной.

Опыт промышленного производства и эксплуатации оптронов и оптоэлектронных микросхем, а также их составных компонентов (излучателей и фотоприемников) показывает, что их отказы носят вероятностный характер и для статистики этого процесса характерны те же закономерности, которые типичны для полупроводниковых приборов вообще — диодов, транзисторов, интегральных схем. Можно считать, что в первом приближении зависимость числа годных приборов в партии от времени ее эксплуатации подчиняется экспоненциальному закону (при этом из рассмотрения обычно исключается первоначальный «период приработки»).

Количественными характеристиками надежности оптронов могут служить [28]:

— плотность распределения времени безотказной работы:

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t};$$

— вероятность безотказной работы в течение времени t *):

$$P(t)=\int_t^\infty f(t)\,dt=\mathrm{e}^{-\lambda t};$$

— средний срок службы (физическая долговечность):

$$t_{\text{ср}}=\int_0^\infty tf(t)\,dt=\frac{1}{\lambda};$$

— интенсивность отказов $\lambda(t)=f(t)/P(t)=\lambda$;

— гарантийный срок службы, отвечающий заданной вероятности безотказной работы (или γ-процентный ресурс) t_γ, определяемый из уравнения $P(t_\gamma)=\gamma$.

Кроме этих характеристик, используемых в научно-технической литературе, в технической документации на оптроны учитывается еще и минимальная наработка на отказ $t_{\text{н}}$ — минимальное время работы изделия в заданных режимах, в течение которого отказы практически отсутствуют **).

Следует иметь в виду, что в технической документации приводятся так называемые «производственные» значения $t_{\text{н}}$, t_γ, λ, гарантируемые при испытаниях в очень жестких условиях, практически не встречающихся в эксплуатации. Опыт показывает, что значение λ, наблюдаемое при эксплуатации приборов, не менее чем на 1-2 порядка меньше значения λ, получаемого при производственных испытаниях. Иными словами, «эксплуатационная» надежность приборов во столько же раз выше «производственной».

При исследовании надежности оптронов выделяют два вида отказов: частичные (параметрические), проявляющиеся в уходе хотя бы одного из важнейших параметров оптрона за пределы норм, установленных в технической документации и полные (или катастрофи-

*) Вторые равенства в этой и последующих формулах справедливы для случая экспоненциального закона распределения отказов во времени, т. е. при $\lambda=\text{const}$.

**) Введение этого параметра, строго не определенного, отражает тот факт, что при высокой надежности полупроводниковых приборов при малом времени испытания (до $10^3 \ldots 10^4$ ч) и ограниченных выборках (50 ... 100 шт.) отказы наблюдаются крайне редко.

ческие), проявляющиеся в том или ином нарушении конструкционной целостности прибора: возникновение обрывов, коротких замыканий или очень сильное ухудшение определяющих параметров. При оценке схемотехнических возможностей оптронов в расчет приходится принимать отказы обоих этих видов.

К числу параметров — критериев годности оптронов — относятся: коэффициент передачи тока K_I, темновой обратный ток фотоприемника $I_{\text{т вых}}$ (для фотоприемников с p—n-переходом), сопротивление гальванической развязки $R_{\text{разв}}$, падение прямого напряжения на светодиоде $U_{\text{вх}}$. Выбор этих параметров обусловлен тем, что они характеризуют входную, выходную, передаточную характеристики оптрона и его свойства как элемента гальванической развязки. Сохранение этих параметров в пределах оговоренных норм свидетельствует о работоспособности оптрона.

Изучение длительной работы оптронов, оптоэлектронных микросхем и их компонентов в лабораторных и производственных условиях, а также в процессе эксплуатации в аппаратуре приводит к заключению, что в качестве основных могут быть выделены следующие причины отказов (с соответствующими значениями интенсивностей отказов):

— деградация излучателя, выражающаяся в постепенном уменьшении его внешнего квантового выхода и проявляющаяся в уменьшении коэффициента передачи тока оптрона ($\lambda_{\text{изл}}$);

— ухудшение параметров выходной цепи, вызванное деградационными процессами в фотоприемнике ($\lambda_{\text{фп1}}$);

— деградация параметров фотоприемника под воздействием высокой напряженности электрического поля между элементами оптрона ($\lambda_{\text{фп2}}$);

— возникновение тех или иных нарушений конструкции в процессе эксплуатации (обрывы внутренних проволочных межсоединений, помутнение или расслоение иммерсионной среды, возникновение утечек между входом и выходом по наружной и внутренней поверхностям корпуса и т. п.) ($\lambda_{\text{к}}$);

— неправильное применение оптрона.

Полагая, что перечисленные механизмы отказов действуют независимо друг от друга и для каждого из них справедлив экспоненциальный закон, исключая также из рассмотрения неправильное применение оптронов,

можно записать [28] $\lambda_\Sigma = \lambda_{изл} + \lambda_{фп1} + \lambda_{фп2} + \lambda_к$. Значения всех этих параметров теоретически не рассчитываются, а определяются эмпирически на основании многочисленных испытаний на долговечность.

Перейдем к рассмотрению физических процессов, определяющих изменение параметров оптронов в процессе эксплуатации. Эмпирически твердо установлено, что в процессе работы внешний квантовый выход излучателя уменьшается тем более заметно, чем больше рабочий ток светодиода $I_{пр}$ и чем выше температура окружающей среды $\Theta_{окр}$. Сопоставление вида вольт-амперных и ампер-ваттных характеристик светодиодов в процессе старения показывает, что уменьшение η_{ext} обусловлено уменьшением как коэффициента инжекции γ, так и внутреннего квантового выхода η_{int}. Величина γ уменьшается вследствие изменения структуры объемного заряда вблизи *p*—*n*-перехода и возрастания роли безызлучательной рекомбинации в этой области и на поверхности. Эти эффекты существенны при измерении мощности излучения в области малых токов.

Известно, что имеется много факторов, уменьшающих величину квантового выхода светодиода. К ним относятся дефекты, возникающие в диодах в процессе изготовления: недопустимые отклонения концентрации вводимых примесей, избыточная концентрация неконтролируемых примесей, отклонения от стехиометрии, рассогласование постоянных решетки в гетеропереходе, большая концентрация дислокаций, микротрещин и дефектов поверхности, возникающих при механической и термической обработке, химические загрязнения [7]. Для деградации существенны процессы, приводящие к изменению картины распределения дефектов в полупроводниковом кристалле. Наиболее удачно процессы деградации объясняются в рамках диффузионной модели [29] и модели, связанной с образованием в обедненном слое точечных дефектов по Френкелю [30].

Первая модель связана с дрейфом в поле *p*—*n*-перехода ионов быстро диффундирующих атомов, главным образом меди. Создавая центры с глубокими уровнями, медь тем самым увеличивает вероятность безызлучательной рекомбинации и ведет к уменьшению η_{int}. Интенсивность диффузионно-дрейфового процесса возрастает в местах механических напряжений и микротрещин, в местах скопления дислокаций и т. п. Отсюда

неоднозначность экспериментальных результатов разных авторов.

Вторая модель учитывает смещение атомов вследствие безызлучательной рекомбинации и образования парных дефектов узел — ушедший атом, также повышающих интенсивность безызлучательной рекомбинации. При очень больших плотностях тока в междоузлия могут переходить и атомы, ответственные за излучательную рекомбинацию (например, Zn), что также ведет к снижению η_{int} [31]. Все эти механизмы предсказывают степенную зависимость деградации от прямого тока: $t_{\text{дег}} \sim I_{\text{пр}}^{-m}$, где $t_{\text{дег}}$ — время процесса, обычно определяемое по уровню $\eta_{int}(t) = {}^1/_2\eta_{int}(0)$; $m = 1 \ldots 2$.

Зависимость процесса деградации от температуры $\Theta_{\text{окр}}$ хорошо подчиняется закону Аррениуса:

$$t_{\text{дег}} \sim \exp(E_{\text{а}}/k\Theta_{\text{окр}}),$$

где $E_{\text{а}}$ — активационная энергия, определяемая типом излучающей структуры. Для GaAs ее значение составляет 0,4 эВ при легировании цинком и 1 эВ при легировании кремнием; для GaP ($\lambda_{\text{изл}} = 0{,}66$ мкм) 0,7 эВ [32]; для GaAsP ($\lambda_{\text{изл}} = 0{,}67$ мкм) 0,4 эВ [33] и для GaAlAs ($\lambda_{\text{изл}} = 0{,}80$ мкм) 0,5 эВ [34].

Исследование работоспособности большого числа типов оптронов подтвердило правильность развитых представлений; эмпирическая формула долговечности, учитывающая отказы излучателя ($\lambda_{\text{изл}}$), конструкции ($\lambda_{\text{к}}$) и прямые отказы фотоприемника ($\lambda_{\text{фп}}$) имеет вид [35]

$$t_{\text{оптр}} = AI_{\text{пр}}^{-m} \exp(E_{\text{а}}/k\Theta_{\text{окр}}), \tag{1.32}$$

где коэффициент A — эмпирическая константа, характерная для приборов данного конкретного типа. Она определяется рядом факторов:

1. Материал и конструкция излучателя. Жидкофазные излучатели надежнее диффузионных GaAs(Zn); для диффузионных излучателей надежность тем выше, чем больше площадь p—n-перехода.

2. Материал оптической среды. Воздушное наполнение корпуса оптрона дает несколько большую надежность, чем при соединении излучателя и приемника пластмассовыми оптическими клеями или силиконовой резиновой связкой. Различие это, правда, невелико и нередко перекрывается действием других факторов.

3. Вид корпуса. Предпочтительны герметичные металлостеклянные корпуса (в сравнении с пластмассовыми), однако различие в величине долговечности не всегда заметно.

4. Определение параметров — критериев годности. Обычно в процессе длительной работы допустимым считается уменьшение коэффициента передачи тока K_I на 30% от начального номинального значения. Если же перейти на 50%-ный допустимый уровень снижения K_I, то определяемое значение $t_{\text{оптр}}$ увеличится в 2 ... 3 раза.

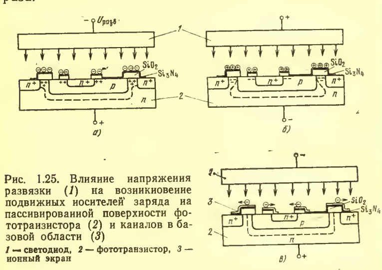


Рис. 1.25. Влияние напряжения развязки (*1*) на возникновение подвижных носителей заряда на пассивированной поверхности фототранзистора (*2*) и каналов в базовой области (*3*)

1 — светодиод, *2* — фототранзистор, *3* — ионный экран

Эмпирическое значение E_a в формуле (1.32) близко к 0,15 эВ (т. е. при возрастании на каждые 30°C величина $t_{\text{оптр}}$ снижается вдвое), что заметно расходится с приведенными выше данными. Это, по-видимому, связано с различными условиями эксперимента.

Приведенные оценки и соотношения носят фактически полуколичественный характер, они справедливы в том, относительно узком, интервале изменения параметров, который практически имеет место в оптронах, и, что самое главное, существенным образом зависят от технологического уровня изготовления данного типа оптронов.

Экспериментальные исследования показывают, что долговечность наиболее массовых отечественных и за-

рубежных оптронов при вероятности безотказиой работы 0,99 превышает 40 ... 50 тыс. ч, а экстраполяция эмпирических кривых за 20 ... 30 тыс. ч приводит к величине физической долговечиости ($1/\lambda$) вплоть до $10^6 \dots 10^8$ ч [34, 36, 37].

Специфически «оптронными» являются измеиения параметров фотоприемииков, обусловленные приложением высокого напряжеиия между излучателем и фотоприемииком (напряжение гальванической развязки $U_{разв}$, рис. 1.25) [38]. Если выход оптроиа иаходится под положительным смещением отиосительно входа, то на пассивированиой поверхности кристалла фототраизистора за счет миграции ионов иекоитролируемых примесей щелочных металлов появляется отрицательиый заряд: возникают каналы, приводящие к возрастанию тока утечки коллекторного перехода $I_т$ (рис. 1.25,*а*). При изменении полярности $U_{разв}$ наведенный положительиый заряд на поверхности кристалла так деформирует область объемного заряда, что уменьшается коэффициент $B_{ст}$ транзистора и соответственно K_I оптрона (рис. 1.25,*б*). Эффект возрастаиия $I_т$ и уменьшеиия K_I оказывается тем зиачительнее, чем больше величина $U_{разв}$ и температура окружающей среды. Создание в активных зоиах фототранзистора специальных ионных экранов, обеспечивающих стекание наведеиных зарядов с пассивирующей поверхности (рис. 1.25,*в*), открывает путь к устранению описаиных деградационных дефектов [38, 39].

Параметры оптронов и устройств на их основе очеиь чувствительны к воздействию проникающей ядерной радиации, что связано прежде всего с особеииостями излучателя. Облучение нейтронами или γ-лучами приводит к образованию в кристалле арсеиида галлия дефектов [40], являющихся центрами безызлучательной рекомбинации, вследствие чего мощность излучения падает. Устаиовлено, что концеитрация радиационных дефектов линейно зависит от потока облучеиия в широких пределах изменения последиего.

Теоретический анализ приводит к следующему выражению, определяющему уменьшение (деградацию) мощности арсенидогаллиевого излучателя после радиационного воздействия [41—43]:

$$P = P_0(1 + \tau_0 K_{\gamma, n} \Phi_{\gamma, n})^{-m},$$

где P и P_0 — мощность излучения до и после воздействия радиации; τ_0 — время жизни носителей заряда до

воздействия радиации; $\Phi_{\gamma,n}$ и $K_{\gamma,n}$ — интегральный поток γ-лучей или нейтронов и соответствующие константы повреждения; m — постоянный коэффициент, равный 1 и 2 (при постоянном прямом смещении) и 1,5 и 3 (при постоянном прямом токе) для малых и больших смещений соответственно.

Из структуры этой формулы видно, что излучатель (и оптрон) будет тем устойчивее к воздействию радиации, чем меньше начальное значение времени жизни носителей заряда и чем меньше константа повреждения. Наименее стойкими являются излучатели из арсенида галлия, легированного кремнием, полученные методом жидкофазной эпитаксии; $\tau_0 K_\gamma \approx (6\ldots8{,}5)\ 10^{-7}$ рад$^{-1}$ и $\tau_0 K_n \approx (3\ \ldots\ 14) \times 10^{-12}$ см^2 [42—45]. Для излучателей, изготовленных путем диффузии цинка в арсенид галлия, значения этих констант в 20 ... 30 раз меньше. Характерно для этих излучателей, что радиационные дефекты, созданные γ-облучением, почти полностью «отжигаются» после пропускания импульса прямого тока, чего нет в случае GaAs(Si) (рис. 1.26). Радиационная стойкость арсенидогаллиевого излучателя существенно возрастает при замещении в кристаллической решетке части атомов галлия алюминием (рис. 1.27), т. е. при переходе к GaAlAs-излучателям.

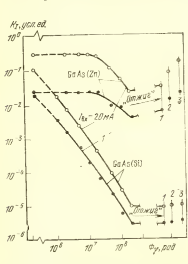


Рис. 1.26. Зависимость K_I оптронов с различными излучателями от дозы γ-облучения и характер восстановления после «отжига» прямым током 20 мА (*1*), 30 мА (*2*) и 50 мА (*3*)

Характерно, что уже при введении 1% Al стойкость к γ-лучам возрастает более чем вдвое.

Воздействие проникающей радиации ведет не только к необратимому уменьшению K_I, но и к изменению временны́х параметров. Так, исследование переключательных оптоэлектронных микросхем показало, что после

воздействия γ-облучения дозой $5 \cdot 10^6$ рад время задержки включения возрастает в 2 ... 3 раза [46].

Описанные изменения свойств оптронов (уменьшение K_I) относятся ко времени после прекращения действия облучения, в течение самого облучения передаточные свойства оптрона еще хуже (вплоть до полной потери его работоспособности). Время восстановления работоспособности после прекращения импульсов облучения, т. е. время достижения нового равновесного состояния, близко к $3 \cdot 10^{-7}$ с для GaAs(Si)- и к $3 \cdot 10^{-8}$ с для GaAs(Zn)-излучателей.

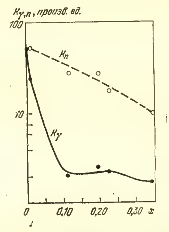


Рис. 1.27. Зависимости коэффициентов радиационного повреждения $Ga_{1-x}Al_xAs$ от содержания алюминия x

Приведенные в этом параграфе данные показывают, что принципиально оптроны на основе известных арсенидогаллиевых излучателей могут быть стойкими к воздействию потока нейтронов вплоть до 10^{12} ... 10^{13} см$^{-2}$ и дозы γ-лучей до 10^6 ... ... 10^7 рад. Сложность гарантированного обеспечения такой стойкости связана с тем, что практически невозможно прогнозировать точное значение $\tau_0 K_{\gamma,n}$ для каждого конкретного образца излучателя. Повышение радиационной стойкости оптронов постоянно остается сложной, не до конца решенной задачей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р.** Оптроны. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 9, с. 22—60.
2. **Мешков В. В.** Основы светотехники. — М.: Энергия, 1979. — 368 с.
3. **Казанкин О. Н., Лямичев И. Я., Николаев Ю. Н. и др.** Прикладная электролюминесценция/ Под ред. М. В. Фока. — М.: Сов. радио, 1974.—416 с.
4. **Власенко Н. А., Гергель А. Н. и др.** Низковольтные электролюминесцентные пленочные структуры постоянного тока. — Элек-

тролюмннесценция твердых тел и ее применение. — Киев: Наукова Думка, 1972.—228 с.
5. **Вергунас Ф. И., Кононенко В. И., Лурье В. И.** Особенности деградации пленочных электролюминесцентных индикаторов. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/ Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1979, вып. 4, с. 286—291.
6. **Бистабильные** фоторезисторные оптроны/ Е. Л. Иванов, И. А. Дворников, В. И. Ильинский и др. — Энергия, 1976, 88 с.
7. **Берг А., Дин П.** Светодиоды. — М.: Мир, 1979, 686 с.
8. **Рывкин С. М.** Фотоэлектрические явления. — М.: Физматгиз, 1963, 496 с.
9. **Christensen O.** Quantum efficiency of the internal photoelectric effect in silicon and germanium. — Appl. Phys., 1976, v. 47, № 2, p. 689—695.
10. **ГОСТ 19852—74.** Фоторезисторы. Фотодиоды. Фототранзисторы: Фотоэлектрические параметры и их характеристики.
11. **Васильев А. М., Ландсман А. П.,** Полупроводниковые фотопреобразователи. — М.: Сов. радио, 1971.—248 с.
12. **Носов Ю. Р.** Физические основы работы полупроводникового диода в импульсном режиме. — М.: Наука, 1968. — 264 с.
13. **Ван Русбрек В., Шокли В.** Излучательная рекомбинация электронов и дырок в германии. — В кн.: Проблемы физики полупроводников: Пер., с англ. — М.: ИЛ, 1958.
14. **Шокли В., Рид В.** Статистика рекомбинации электронов и дырок. — В кн.: Полупроводниковые электронные приборы: Пер. с англ. — М.: ИЛ, 1953.
15. **Амброзяк А.** Конструкция и технология полупроводниковых фотоэлектрических приборов. — М.: Сов. радио, 1970.
16. **Автономов В. А., Варламов И. В., Кирпиленко В. Г. и др.** О выборе площади фоточувствительного окна приемника в оптоэлектронной паре. — Микроэлектроника, 1974, т. 3, вып. 4, с. 354—357.
17. **Тришенков М. А., Фример А. И.** Фотоэлектрические полупроводниковые приборы с p—n-переходами. — Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1971, вып. 25, с. 159—203.
18. **Алферов Ж. И., Андреев В. М., Корольков В. И. и др.** Гетеропереходы $Al_xGa_{1-x}As$—GaAs. — В кн.: Физика электронно-дырочных переходов и полупроводниковых приборов. — М. — Л.: Наука, 1969. — 260 с.
19. **Шарма Б. Л., Пурохит Р. Н.** Полупроводниковые гетеропереходы: Пер. с англ./ Под ред. Ю. В. Гуляева. — М.: Сов. радио, 1979.
20. **Андреев В. М., Долгинов Л. М., Третьяков Д. Н.** Жидкостная эпитаксия в технологии полупроводниковых приборов. — М.: Сов. радио, 1975.—328 с.
21. **Нейгауз Л. М., Бер. А. Ю., Новоселова И. А.** и др. Излучатели для оптронов и оптронных интегральных схем. — Электронная техника. Сер. 2, 1976, вып. 4, с. 15.
22. **Hsieh J. J., Rossi J. A.** GaAs: Si double-heterostructure LED's. — Appl. Phys., 1974, v. 45, № 4, p. 1834—1838.
23. **Saiton T., Minagawa S.** Characterization of external quantum efficiencies of GaAs:Si light-emitting diodes. — Jap. J. Appl. Phys., 1976, v. 15, № 5, p. 855—858.

24. **Андреев В. М., Гарбузов Д. З. и др.** Исследование трехслойных гетеросветодиодов в системе $Al_xGa_{1-x}As$ с активной областью, легированной германием. — ФТП, 1975, т. 9, вып. 6, с. 1059.
25. **Kenji J., Shigeki H., Toshio T., Wataru S.** Design parameters of frequency response of GaAs—(GaAl)As double heterostructure LED's for optical communications. — IEEE Trans., 1977, v. ED-24, № 7, p. 1001—1005.
26. **Алферов Ж. И., Андреев В. М., Гарбузов Д. З. и др.** Гетеросветодиоды с внешним квантовым выходом 40% (300 К). — Письма в ЖТФ, 1977, т. 3, вып. 14, с. 657—662.
27. **Карацюба А. П., Нейгауз Л. М., Соколов Е. Б.** Элементы оптронов на основе арсенида галлия и твердых растворов арсенид галлия — алюминия. — Зарубежная электронная техника, 1978, № 4, с. 3.
28. **Шор Я. Б.** Статистические методы анализа и контроля качества и надежности. — М.: Сов. радио, 1962.—552 с.
29. **Longini R. L.** Rapid zinc diffusion in gallium arsenide. — Sol. St. Electron., 1962, v. 5, № 2, p. 127—130.
30. **Gold R. D., Weisberg L. R.** Permanent degradation of GaAs tunnel diodes. — Sol.-St. Electron, 1964, v. 7, № 11, p. 811—821.
31. **Сушков В. П., Щепетилова Л. А.** Изучение механизма деградации GaAs-электролюминесцентных диодов. — ФТП, 1970, т. 4, № 4, с. 788—790.
32. **Ralston J. M., Lorimor O. G.** Degradation of bulk electroluminescent efficiency in Zn, O-doped GaP LED's. — IEEE Trans., 1977, v. ED-24, № 7, p. 970—792.
33. **Proc. on reliability** and maintanability annual symposium. — New York, 1973.
34. **Masayuki A.** High-efficiency long-lived GaAlOs LED's for fiber-optical. — IEEE Trans., 1977, v. ED-24, № 12, p. 990—994.
35. **De Vooght M.** New applications and design considerations of optoelectronic components. — In: Microelectronics and Reliability. — Pergamon Press, 1977, v. 16, p. 509—521.
36. **Егоров Л. П., Зубарева И. С., Нойверт Л. М., Писарева Т. В.** Анализ надежности полупроводниковых оптоэлектронных приборов. — Электронная техника. Сер. 8, 1978, вып. 5, с. 21—30.
37. **Doshay I., Kalashian M.** Obtaining high reliability performance from commercial quality opto-isolators. — IEEE Trans., 1977, v. PHP-13, № 3, p. 235—247.
38. **Gerhard K., Späth W.** Trios CN417, ein neuer optokoppler mit hoher stabilität bei hochspannungseinsat. — Bautelle Report, 1976, Bd. 14, № 4, S. 102—104.
39. **Optocoupler** wist ion screen. — Panelelectronics, 1977, v. 205, № 6, p. 43.
40. **Вавилов В. С.** Действие излучений на полупроводники. — М.: Физматгиз, 1963, 264 с.
41. **Epstein A. S., Share S., Polimadei R. A.** Effect of neitron irradiation on $GaAs_{1-x}P_x$ electroluminescent diodes. — Appl. Phys. Letts., 1973, v. 23, № 8, p. 472—474.
42. **Barnest C. E., Soda K. J.** Application of damage constants in gamma irradiated amphoterically Si doped GaAs LED's. — IEEE Trans., 1976, v. NS-23, № 6, p. 1664—1670.
43. **Barnest C. E.** Development of efficient, radiation-insensitive GaAs:Zn LED's. — IEEE Trans., 1977, v. NS-24, № 6, p. 2309—2314.

44. **Polimadei R. A., Share S., Epstein A. S.** e. a. Performance of $Ga_{1-x}Al_xAs$ light emitting diodes in radiation environments. — IEEE Trans., 1974, v. NS-21, № 12, p. 96—101.
45. **Barnes C. E.** A comparison of gamma-irradiation — induced degradation in amphoterically Si-doped GaAs LED's and Zn-diffused GaAs LED's. — IEEE Trans., 1975, v. ED-26, № 5, p. 739—745.
46. **Mardiguian A. E., Soda K. J., Maier R. J.** The response of optical isolators in a nuclear radiation environment. — IEEE Trans., 1977, v. PHP-13, № 9, p. 248—252.

Глава 2

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТОПАР И ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ПАРАМЕТРОВ ИЗДЕЛИЙ ОПТРОННОЙ ТЕХНИКИ

При классификации изделий оптронной техники учитывается два момента: тип фотоприемного устройства и конструктивные особенности прибора в целом [1] *).

Выбор первого классификационного признака обусловлен тем, что практически у всех оптронов на входе помещен светодиод и функциональные возможности прибора определяются выходными характеристиками фотоприемного устройства.

В качестве второго признака принято конструктивное исполнение, которое определяет специфику применения оптрона. Возьмем для примера простую диодную оптопару, используемую в качестве элемента гальванической развязки. Если в ее конструкции создать воздушный зазор между излучателем и приемником, то прибор может быть использован (и используется) для считывания информации с перфоносителей в различных фотосчитывающих устройствах. Если же излучатель и фотодиод соединить гибким длинным стекловолоконным светопро-

*) Классификация, построенная по другим принципам, например [2, 3], для настоящей книги представляется менее удобной.

водом, то оптрон становится аналогом электрического кабеля. В этих примерах изменение конструкции оптрона (при одной и той же электрической схеме) ведет к кардинальному изменению его функционального назначения.

Используя этот смешанный конструктивно-схемотехнический принцип классификации, логично выделить три основные группы изделий оптронной техники: *оптопары*

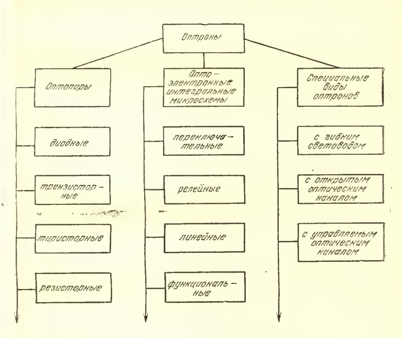


Рис. 2.1. Классификация изделий оптронной техники

(элементарные оптроны), *оптоэлектронные (оптронные) интегральные микросхемы и специальные виды оптронов*. К каждой из этих групп относится большое число видов приборов, часть из которых приведена на рис. 2.1.

По общей классификации изделий электроники оптопары относятся к классу полупроводниковых приборов, а оптронные микросхемы — к классу гибридных интегральных схем. Это определяет и состав нормативных документов, устанавливающих требования, методики и порядок испытаний на механические, климатические и другие виды внешних воздействий, испытаний на долго-

вечность, надежность, сохраняемость для оптопар [4] и для оптронных ИС [5].

Для наиболее распространенных оптопар используем следующие сокращения: Д — диодная, Т — транзисторная, R — резисторная, У — тиристорная, T^2 — с составным фототранзистором, ДТ — диодно-транзисторная, 2Д (2Т) — диодная (транзисторная) дифференциальная.

Обозначение отечественных оптронов (за исключением резисторных *)) семизначное: первая буква — материал излучателя, вторая (О) — оптрон, третья — вид фотоприемника, далее, трехзначный порядковый номер и, наконец, буква, определяющая группу. Например, АОД101Б — диодная оптопара с арсенидогаллиевым (или GaAlAs) излучателем, порядковый номер — 101, группа — Б, аналогично АОТ110А и АОУ103В обозначают транзисторную и тиристорную оптопары.

У бескорпусных оптопар в конце обозначения добавляется еще одна цифра, характеризующая тот или иной конкретный вид конструктивного исполнения: так АОД120А-1 — это бескорпусная диодная оптопара с гибкими выводами (исполнение 1).

В обозначении оптоэлектронных интегральных микросхем ничего специфически «оптронного» не содержится, так, обозначение известной оптоэлектронной микросхемы типа К249ЛП1А показывает, что она отнесена к микросхемам «логическим прочим» (ЛП) **).

Система параметров изделий оптронной техники базируется на системе параметров оптопар, которая формируется из четырех групп параметров и режимов [6].

Первая группа характеризует входную цепь оптопары (входные параметры), вторая — ее выходную цепь (выходные параметры), третья — объединяет параметры, характеризующие степень воздействия излучателя на фотоприемник и связанные с этим особенности прохождения сигнала через оптопару как элемент связи (параметры передаточной характеристики), наконец, четвертая группа объединяет параметры гальванической

---

*) За резисторными оптронами — исторически первыми — закрепилось их первоначальное обозначение ОЭП (оптоэлектронный прибор).

**) К сожалению, по независящим от авторов и непонятным им причинам система обозначений оптронов и их параметров очень часто изменяется; в технической документации на новые типы оптронов читатель может встретить и обозначения, не описанные в этой книге.

Таблица 2.1

Параметры оптопары как элемента связи и бесконтактного управления

Параметр	Определение (или пояснение)	Вид оптопары
Статический коэффициент передачи тока K_I	Отношение тока на выходе оптопары к входному току	Т, Д, Т^2, ДТ, R
Ток спрямления по входу $I_{спр\ вх}$	Гарантируемое минимальное значение входного тока оптрона, при котором фототиристор переходит во включенное состояние	У
Максимально допустимый входной ток помехи $I_{пом\ max}$	Максимальное значение входного тока светодиода, при котором не происходит переключения фототиристора	У
Время нарастания (спада) выходного импульса $t_{нар\ (сп)}$		
Время задержки фронта (среза) импульса $t_{зд}$	См. рис. 2.2	Т, Д, Т^2, ДТ, У, R
Время включения (выключения) или время логической задержки $t_{вкл\ (выкл)}$, $t_{зд\ лог}$		
Граничная частота $f_{гр}$	Определяется по спаду коэффициента передачи тока до уровня 0,7 от его низкочастотного значения	
Максимальная скорость передачи информации F	Максимальное количество битов информации (импульсы и интервалы между ними), передаваемое через оптопару в единицу времени без потери информации	Т, Д, Т^2, ДТ, R

развязки, значения которых показывают, насколько приближается оптопара к идеальному элементу развязки. Из четырех перечисленных групп определяющими, специфически «оптронными» являются параметры передаточной характеристики и параметры гальванической развязки.

Параметры передаточной характеристики основных разновидностей оптопар представлены в табл. 2.1. Важнейшим параметром диодной и транзисторной оптопар является коэффициент передачи тока. В некоторых случаях используют дифференциальное значение K_I, определяемое отношением приращений выходного и входно-

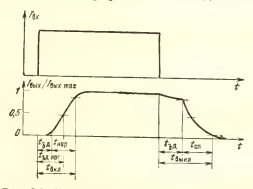


Рис. 2.2. К определению импульсных параметров оптопар

го токов, но чаще всего то его значение, которое приведено в табл. 2.1. В тех случаях, когда существенна величина темнового обратного тока на выходе фотоприемника $I_т$ (высокая температура, работа в микрорежиме и т. п.), необходимо вводить поправку:

$$K_I = (I_{вых} - I_т) / I_{вх}. \quad (2.1)$$

Для транзисторных оптопар в режиме насыщения и для резисторных оптопар использование параметра K_I носит достаточно условный характер: в этом случае в числитель выражения (2.1) входит коллекторный ток на границе режима насыщения (для Т-оптопары) либо ток фоторезистора, соответствующий окончанию прямолинейного участка ВАХ (для R-оптопары). Практически же передаточные характеристики этих оптопар определяются величиной входного тока, при котором достигаются требуемые значения выходных параметров ($U_{нас}$ для Т-оптопары и $R_{св}$ или $R_т/R_{св}$ для R-оптопары).

Определение импульсных параметров оптронов ясно из рис. 2.2. Отсчетными уровнями при измерении параметров $t_{нар(сп)}$, $t_{зд}$ и $t_{вкл(выкл)}$ обычно служат уровни 0,1 и 0,9, полное время логической задержки сигнала определяется по уровню 0,5 амплитуды импульса. Как и в метрике транзисторов, граничную частоту измеряют в режиме малого входного сигнала, наложенного на постоянное прямое смещение светодиода. Максимальная скорость передачи информации F является некоторым интегральным параметром, учитывающим задержку и искажение фронта и среза передаваемого импульсного сигнала, а также емкостную реакцию излучателя и фотоприемника.

Таблица 2.2

Параметры входной цепи оптопары

Параметр	Определение (или пояснение)
Номинальный входной ток $I_{вх\ ном}$	Значение тока, рекомендуемое для оптимальной эксплуатации оптрона и используемое при измерении его основных параметров
Входное напряжение $U_{вх}$	Прямое напряжение на светодиоде при заданном прямом токе
Максимально допустимый входной ток $I_{вх\ max}$	Максимальная величина постоянного прямого тока, который допускается пропускать через светодиод
Максимально допустимый импульсный входной ток $I_{вх\ и\ max}$	—
Максимально допустимая входная мощность $P_{вх}$	—
Максимально допустимое обратное входное напряжение $U_{вх\ обр}$	Максимальное значение обратного напряжения любой формы и периодичности (постоянное, импульсное, синусоидальное и др.), которое допускается подавать на светодиод
Входная емкость $C_{вх}$	—

Параметрами гальванической развязки оптопар являются: максимально допустимое пиковое напряжение между входом и выходом $U_{разв\ п\ max}$; максимально допустимое напряжение между входом и выходом $U_{разв\ max}$; сопротивление гальванической развязки $R_{разв}$;

Таблица 2.3

Параметры выходной цепи оптопар

Параметр	Определение (или пояснение)	Вид оптопары
Максимально допустимое обратное выходное напряжение $U_{вых\ обр\ max}$	Максимальное значение обратного напряжения любой формы и периодичности, которое допускается прикладывать к выходу оптопары[1])	Т, Т^2, ДТ, Д, У[2]), R[3])
Максимально допустимый выходной ток[4]) $I_{вых\ max}$	Максимальное значение тока, который допускается пропускать через фотоприемник во включенном состоянии оптопары	Т, Т^2, ДТ, У[5]), R
Максимально допустимая мощность рассеяния на выходе $P_{вых\ max}$	—	Т, Д[6]), Т^2, ДТ, У, R
Темновой ток на выходе $I_{вых\ обр}$	Ток на выходе оптрона при $I_{вых} = 0$ и заданном значении и полярности $I_{вых}$	Т, Т^2, ДТ, ДУ
Световое сопротивление $R_{св}$	Сопротивление фоторезистора при заданном токе на входе оптрона	R
Темновое сопротивление $R_т$	Сопротивление фоторезистора при $I_{вх} = 0$	R
Остаточное напряжение (напряжение насыщения) $U_{ост}$ ($U_{нас}$)	Значение напряжения на включенном фототиристоре или фототранзисторе в режиме насыщения	Т, Т^2, У
Выходная емкость $C_{вых}$	—	Все типы

[1]) Для Т (Т^2, ДТ)-оптопар фиксируются максимальные значения $U_{кэ0}$, $U_{эк0}$ и др.

[2]) Для У-оптопар оговаривается я величина $U_{вых\ пр\ max}$ (обычно $U_{вых\ обр\ max}$).

[3]) У R-оптопар полярность сигнала при задании максимально допустимого напряжения безразлична.

[4]) Ток смещенного в обратном направлении коллектора для Т, -Т^2- и ДТ-оптопар; прямой ток включенного тиристора для У-оптопар, ток любого напраалении для R-оптопар.

[5]) У У-оптопар оговаривается также и импульсное значение этого параметра.

[6]) Введение этого параметра имеет смысл лишь для достаточно высоковольтных Д-оптопар, так как только при этом мощность на фотопряемнике может быть значительной

проходная емкость $C_{разв}$; максимально допустимая скорость изменения напряжения между входом и выходом $(dU_{разв}/dt)_{max}$. Важнейшим является параметр $U_{разв\ п\ max}$. Именно он определяет электрическую прочность оптопары и ее возможности как элемента гальванической развязки. В связи с тем, что величина $U_{разв\ п\ max}$ нередко превышает 10^3 В, в технической документации обычно оговариваются несколько облегченные условия ее контроля, отличные от предельных условий эксплуатации (пониженная влажность, определенная форма и длительность импульса прикладываемого напряжения и т. п.). Величина сопротивления развязки обычно задается при $U_{разв}=U_{разв\ max}$, а это напряжение выбирается из ряда 100, 200, 500 В. Специфически «оптронным» является параметр $(dU_{разв}/dt)_{max}$, определяемый максимальной скоростью изменения развязываемого напряжения, при котором не происходит ложного срабатывания схемы, подключенной к фотоприемнику, вследствие «пролезания» паразитного сигнала через проходную емкость оптопары.

Все параметры гальванической развязки измеряются между всеми замкнутыми между собой входными и выходными выводами прибора. Параметры входной цепи (табл. 2.2) — обычные для светодиода, а выходной цепи (табл. 2.3) определяются видом фотоприемника и в специальных пояснениях не нуждаются. В технической документации на оптопары рассмотренные параметры объединяются в группы иначе, чем здесь: а именно: статические параметры, импульсные параметры, максимально допустимые режимы.

Рассмотренные параметры оптопар полностью или с некоторыми изменениями используются и для описания оптоэлектронных интегральных микросхем *).

2.2. ДИОДНЫЕ ОПТОПАРЫ

Диодные оптопары (рис. 2.3) в большей степени, чем какие-либо другие приборы, характеризуют уровень оптронной техники. По величине K_I можно судить о достигнутых КПД преобразования энергии в оптроне; значения временных параметров позволяют определить пре-

*) Для оптронов со структурой, резко отличной от вида светодиод — фотоприемник, изменения в системе параметров будут указываться при описании таких оптронов.

Таблица 2.4

Диодные оптопары

Тип	Группа	Краткая характеристика	Основные параметры				Параметры гальванической развязки				Предельные параметры режима		
			K_I, %	$t_{нар}$ (сп)	$U_{вх}/I_{вх}$, В/мА	$I_{обр}/U_{обр}$, мкА/В	$U_{разв\ п\ max}$, В	$U_{разв\ max}$, В	$R_{разв}$, Ом	$C_{разв}$, пФ	$U_{вх\ обр}$, В	$I_{вх}$, мА	$U_{вых\ обр}$, В
АОД101	А	Диодная общего назначения	1	100	1,5/10	2/15	200	100	10^9	2	3,5	20	15
	Б		1,5	500	1,5/10	8/100	200	100	10^9	2	3,5	20	100
	В		1,2	1000	1,5/10	2/15	200	100	10^9	2	3,5	20	15
	Г		0,7	500	1,5/10	10/15	200	100	$5\cdot10^9$	2	3,5	20	15
	Д		1,0	250	1,8/10	5/15	200	100	10^9	2	3,5	20	15
АОД109		Многоканальная диодная											
	А	3 канала	1,2	1000	1,5/10	2/35	—	100	10^9	2	3,5	20	40
	В, Г, Д	2 канала	1,2	1000	1,5/10	2/35	—	100	10^9	2	3,5	20	40
	Е, Ж, И	1 канал	1,2	1000	1,5/10	2/35	—	100	10^9	2	3,5	20	40
	Б	3 канала	1,0	500	1,5/10	2/8	—	100	10^9	2	3,5	20	10
АОД201	А	Бескорпусная для переключательных микросхем	0,6...1,3	100	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
	Б		0,9...2	100	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
	В		1,5...3,5	100	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
	Г		0,6...1,3	800	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
	Д		0,9...2	800	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
	Е		1,5...3,5	800	1,1...1,5/10	2/6	—	100	10^{10}	1,8	3,5	20	6
АОД120	А-1	Бескорпусная быстродействующая	1	30	1,7/10	2/8	400	200	10^{10}	2	3,5	20	10
	Б-1		0,6	30	1,7/10	2/8	400	200	10^{10}	2	3,5	20	10
АОД112	А-1	Бескорпусная для работы в вентильном режиме	2,5	3000	1,7/20	—	—	100	10^{10}	2,5	3,5	30	—
АОД202	А	Бескорпусная общего назначения	1,5	100	1,7/10	—	—	200	10^{10}	1	4	10	20
	Б		2,5	150	1,7/10	—	—	200	10^9	2	4	10	20

дельные скорости распространения информации. Подключение к диодной оптопаре тех или иных усилительных элементов, весьма полезное и удобное, не может тем не менее дать выигрыша ни по энергетике, ни по предельным частотам.

Анализ параметров и конструктивных особенностей основных промышленных типов отечественных диодных оптопар (табл. 2.4) показывает, что среди них могут быть выделены приборы нескольких групп. Средний технический уровень диодных оптопар универсального назначения (типичный представитель — приборы АОД101 [7]) характеризуется значениями $K_I \approx 1$ ... ... 1,5% и $t_{нар(сп)} \approx 100$ ... ... 300 нс. Близки к ним по параметрам и многоканальные оптопары (типичный — АОД109 [8]), которые благодаря повышенной степени интеграции призваны обеспечить снижение габаритов и массы и увеличение надежности аппаратуры. Для оптронов универсального назначения характерен широкий диапазон рабочих напряжений на фотоприемнике, перекрываемый различными типами приборов.

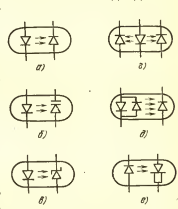


Рис. 2.3. Разновидности диодных оптопар

Оптопары, предназначенные для работы в вентильном режиме (типичный — АОД112 [9]), характеризуются повышенным значением $K_I \geqslant 3$ ... 4%, в отличие от других оптопар этот параметр измеряется в наиболее жестком режиме без приложения обратного напряжения на фотоприемнике.

Бескорпусные оптопары, предназначенные для использования в гибридных микросхемах и микросборках, как правило, характеризуются невысоким значением обратного напряжения на фотодиоде. Отметим, что наиболее быстродействующие из представленных в табл. 2.4 оптопары типа АОД120 [9], имеющие $t_{нар(сп)} \leqslant 30$ нс, позволяют достигать скорости передачи информации вплоть до $F = 15$ ... 20 Мбит/с.

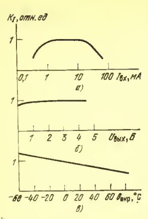


Рис. 2.4. Зависимость коэффициента передачи тока от условий измерения для диодной оптопары типа АОД101А

Анализ зависимостей коэффициента передачи тока от режима работы (рис. 2.4,*а*, *б*) показывает, что для диодных оптопар с p—i—n-фотодиодом подтверждаются основные положения, предсказываемые теорией фотоприемников и светодиодов:

— имеется достаточно широкая область входных токов, в которой K_I=const;

— вне этой области, т. е. при малых и больших токах, K_I более или менее резко уменьшается;

— K_I очень слабо зависит от обратного напряжения на фотоприемнике, так что K_I при $U=0$ лишь на 10 ... 20% меньше своего установившегося значения.

Последнее обстоятельство указывает на то, что для схем с низковольтными источниками питания (3 ... 5 В) особенно удобны диодные оптопары с p—i—n-фотодиодом. Температурная зависимость K_I в диапазоне от —60 до +85°С практически линейна (рис. 2.4,*в*) и характеризуется показателем $\left(\frac{1}{K_I}\right)\left(\frac{dK_I}{d\Theta}\right) \approx -0{,}5\%$ град.

Вентильные вольт-амперные характеристики диодных оптопар (рис. 2.5) при использовании p—i—n-фотоприемника независимо от типа прибора описываются приблизительно одинаковыми значениями напряжения холостого хода $U_{хх}$ и коэффициента формы a; различными (в соответствии с различием K_I) являются лишь значения токов короткого замыкания $I_{кз}$. Как видно из графиков рис. 2.5, численные значения параметров $U_{хх}$, a и температурных коэффициентов $dU_{хх}/d\Theta$ и $dI_{кз}/d\Theta$ соответствуют тому, что предсказывается теорией.

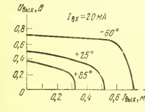


Рис. 2.5. Вентильные характеристики оптопары АОД112А-1

Основные зависимости динамических параметров опто-

пар от условий их измерения иллюстрируются рис. 2.6. К сожалению, изменение входного тока оптрона по-разному влияет на изменение $t_{нар}$ и $t_{сп}$ (рис. 2.6,*а*) и потому не может безоговорочно использоваться для заметного ускорения переходных процессов. Характерно, что уже при $U_{вых\ обр} \approx 3 \ldots 5$ В релаксационные процессы в *p—i—n*-структуре протекают столь быстро, что общая инерционность оптопары полностью определяется светодиодом и потому от величины напряжения на фотодиоде не зависит (рис. 2.6,*в*).

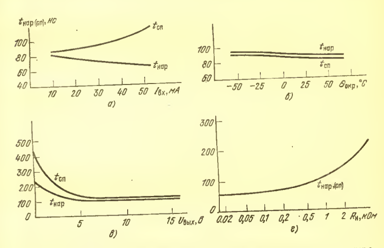


Рис. 2.6. Зависимость динамических параметров диодиого оптрона типа АОД101А от условий измерения

Если резко повысить быстродействие излучателя, то инерционность фотоприемника может вновь оказаться определяющей и приходится принимать меры для ее снижения. Интересный пример сверхбыстродействующей диодной оптопары описан в [10]. Прибор состоит из GaAs(Zn) излучателя и кремниевого лавинного фотодиода (ЛФД), соединенных между собой 8-мм отрезком стекловолокна. Такая конструкция обеспечивает значение проходной емкости менее 0,005 пФ. Высокое значение произведения коэффициента усиления фотодиода на ширину полосы частот (~300 ГГц) позволяет достигнуть одновременно высоких значений K_I (рис. 2.7) и высокого быстродействия ($t_{нар} \leqslant 2$ нс и $t_{сп} \leqslant 6$ нс). Предельная скорость передачи информации составляет

200 Мбит/с. К недостаткам описанного прибора следует отнести необходимость высоких рабочих напряжений (что типично для лавинных фотодиодов) и использование быстродействующего излучателя, полученного диффузией цинка в арсенид галлия. Следует отметить, что использование оптимизированных ДГС-излучателей и кремниевых p—i—n-структур принципиально позволяет получить очень высокие скорости передачи информации в оптоэлектронной паре и при меньших рабочих напряжениях [11].

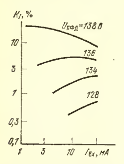


Рис. 2.7. Зависимость K_I от $I_{вх}$ в оптопаре с ЛФД [10]

Интересную разновидность диодных оптопар представляют собой приборы с МДП-фотоварикапом на выходе (рис. 2.3,*б*) [12]. Принцип их действия состоит в том, что при засветке «автоматически» изменяется напряжение смещения на структуре, и если рабочая точка выбрана вблизи $U=0$, то это приводит к значительному изменению емкости элемента. Количественно эффективность воздействия излучателя на фотоприемник в такой оптопаре характеризуется комплексным показателем $(1/I_{вх})(\Delta C/C_0)$ (типично 1.. 2%/мА) или просто значением $\Delta C/C_0$ при заданном $I_{вх}$. Выбор МДП-фотоварикапа (в отличие от структуры с p—n-переходом) позволяет и при засветке сохранить исключительно малые токи утечки — вплоть до 10^{-15} ... 10^{-16} А. Наиболее важная и перспективная область применения оптопар с фотоварикапом — входные преобразовательные каскады электрометрических схем измерения слабых токов.

«Обычная» оптопара с p—i—n-фотодиодом может выступать в совершенно ином качестве — при изменении полярности на приемнике с обратной на прямую. В этом случае излучение светодиода используется для изменения вида прямой ветви вольт-амперной характеристики и осуществляется тем эффективнее, чем меньше прямой ток смещения фотоприемника. Наиболее интересно использовать такие оптопары в качестве управляемых ВЧ резисторов или «логарифмических диодов». Для некоторых применений может оказаться удобным использовать двунаправленные оптроны, состоящие из двух кристаллов, каждый из которых одновременно является и

излучателем и фотоприемником [13]. Оптопары в фотовентильном режиме могут использоваться и в качестве приборов, генерирующих на выходе повышенное напряжение (а не ток, как обычно). Для этой цели пригодны два вида фотоприемников.

Очень высокие выходные напряжения могут быть получены при использовании в качестве фотоприемников тонких пленок с эффектом аномально высоких фотонапряжений (афн-эффект) [14]. Афн-эффект проявляется в том, что в специально приготовленных полупроводниковых пленках при освещении генерируется фотонапряжение, во много раз превосходящее ширину запрещенной зоны используемого материала и достигающее десятков и сотен вольт (табл. 2.5). Объяснение данного эффекта связывается с тем, что в этих пленках имеется огромное число последовательно расположенных микроскопических областей, в каждой из которых под действием света наводится фото-ЭДС порядка $kT/q \approx 0{,}025$ В. Соединение этих микрообластей в своеобразную батарею и приводит к появлению столь высоких значений фотонапряжений. Детальный анализ процесса показал, что афн-эффект может возникать только в высокоомных пленках и, таким образом, создаваемые на их основе приборы способны работать лишь на нагрузку, практически не потребляющую тока. Выходные напряжения в несколько вольт удается получить с использованием многоэлементных кремниевых фотодиодов, изготавливаемых по обычной планарной технологии [15].

Таблица 2.5

Характеристики эффекта аномально-высоких фотонапряжений в полупроводниках

Характеристика	Материал							
	Ge	Si	GaAs	GaP	PbS	CdTe	Se	халькогенидное стекло
$U_{афн}$, В	320	100	380	60	100	560	10	5800
$R_т$, 10^{12} Ом	3	2	5	3	5	1	3	1
$I_{кз}$, А	10^{-10}	10^{-10}	10^{-10}	$6 \cdot 10^{-9}$	—	$1{,}2 \cdot 10^{-7}$	—	$1{,}2 \cdot 10^{-8}$

Принципиально новые функциональные возможности открывает создание оптопары на фотомагнитодиоде (рис. 2.3,*е*) [16]. Выходной ток прибора зависит не только от входного тока $I_{вх}$ и выходного напряжения $U_{обр\,вых}$, но и от индукции магнитного поля B, воздействующего на оптопару. Характерно, что воздействия на каждый из параметров электрически не связаны друг с другом; прибор представляет значительный интерес для устройств автоматического регулирования, управления и контроля.

Полезную разновидность диодной оптопары представляет прибор с двумя излучателями, работающими на один фотодиод и включенными так, как показано на рис. 2.3,*д* [17]. Достоинство прибора — возможность его питания по входной цепи от источника переменного тока.

В заключение еще раз подчеркнем, что диодные оптопары, несмотря на видимую простоту, характеризуются исключительным разнообразием, широтой функциональных возможностей, хорошим сочетанием определяющих электрических параметров.

2.3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ И ТИРИСТОРНЫЕ ОПТОПАРЫ

Транзисторные оптопары (рис. 2.8,*а*) рядом своих свойств выгодно отличаются от других видов оптронов. Это прежде всего схемотехническая гибкость, проявляющаяся в том, что коллекторным током можно управлять как по цепи светодиода (оптически), так и по базовой цепи (электрически), а также в том, что выходная цепь может работать и в линейном и в ключевом режиме. Механизм внутреннего усиления обеспечивает получение больших значений коэффициента передачи тока K_I, так что

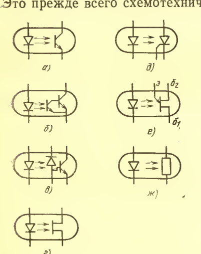


Рис. 2.8. Транзисторные, тиристорные и резисторные оптопары

последующие усилительные каскады не всегда необходимы. Важно, что при этом инерционность оптопары не очень велика и для многих случаев вполне допустима. Выходные токи фототранзисторов значительно выше, чем, например, у фотодиодов, что делает их пригодными для коммутации широкого круга электрических цепей. Наконец, следует отметить, что все это достигается при относительной технологической простоте транзисторных оптопар. Сравнительный анализ параметров типичных отечественных приборов этого класса (табл. 2.6) позволяет сделать несколько достаточно общих выводов *):

—диодно-транзисторные (ДТ) оптопары (рис. 2.8,*в*), транзисторные (Т) и оптопары с составным фототранзистором (T^2) (рис. 2.8,*б*) по совокупности определяющих параметров существенно отличаются друг от друга;

— наибольшим быстродействием (в субмикросекундном диапазоне) обладают ДТ-оптопары, наименьшим (вплоть до 100 мкс) — T^2-оптопары;

— наилучшими передаточными характеристиками (K_I вплоть до 1000%) обладают T^2-оптопары;

— наивысшие значения коммутируемых токов и напряжений также имеют T^2-оптопары.

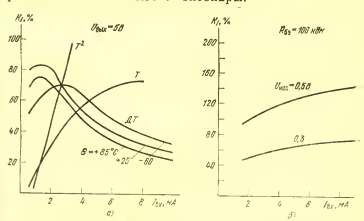


Рис. 2.9. Типичные зависимости коэффициента передачи тока транзисторных оптопар от входного тока в активном режиме (*а*) и в режиме насыщения (*б*)
ДТ, Т, T^2 — соответственно оптопары КОЛ201, АОТ123 и АОТ110

*) Эти выводы справедливы и для транзисторных оптопар, изготавливаемых в других странах.

6*

Транзисторные оптопары

Таблица 2.6

Тип и литературный источник	Группа	Краткая характеристика	Основные параметры: K_I, %	t, мкс: вкл	t, мкс: выкл	$U_{вх}/I_{вх}$, В/мА	$U_{кэ\ ост}$	$I_{вых}/U_{вых}$, мкА/В	Параметры гальванической развязки: $U_{разв\ max}$, В	$R_{разв}$, Ом	Предельные параметры режима: $U_{вх\ обр}$, В	$I_{вх}$, мА	$I_{вх\ и}$, мА	$U_{кэ}$, В	$I_{вых}$, мА	$P_{вых}$, мВт
КОЛ201 [18]	А	Диодно-транзисторная	10[1])	1,0	1,0	1,5/10	—	0,1/5	1000	10^{10}	3,5	10	50	10	5	—
	Б		20[1])	1,5	1,5	1,5/10	—	0,1/5	1000	10^{10}	3,5	10	50	10	5	—
	В		40[1])	2,0	2,0	1,5/10	—	0,1/5	1000	10^{10}	3,5	10	50	10	5	—
К249КП [19]		Транзисторная общего назначения														
	1	2 канала	50	4...8	4...25	1,5/20	0,4	100/30	100	$5\cdot10^{8}$	3,5	10	20	30	5	34
	2	1 канал	50	4...8	4...25	1,5/20	0,4	100/30	100	$5\cdot10^{8}$	3,5	10	20	30	5	34
АОТ123 [20]	А	Транзисторная для коммутации цепей постоянного тока	50[2])	4[3])	4[3])	2/20	0,3	10/50	100	10^{9}	—	3	100	50	10	—
	Б		100[2])	4[3])	4[3])	2/20	0,5	20/30	100	10^{9}	—	30	100	30	20	—
	В		50[2])	4[3])	4[3])	2/20	0,3	10/30	100	10^{9}	—	30	100	30	10	—
	Г		100[2])	4[3])	4[3])	2/20	0,5	20/15	100	10^{9}	—	30	100	15	20	—
АОТ110 [21]	А	С составным фототранзистором	800[2])	50	100	2/25	1,5	100/30	100	10^{9}	0,7	30	100	30	200	360
	Б		400[2])	50	100	2/25	1,5	100/50	100	10^{9}	0,7	30	100	50	100	360
	В		400[2])	50	100	2/25	1,5	100/30	100	10^{9}	0,7	30	100	30	100	360
	Г		800[2])	50	100	2/25	1,5	100/15	100	10^{9}	0,7	30	100	15	200	360

[1]) В микрорежиме ($I_{вх} = 500$ мкА).

[2]) Для режима насыщения.

[3]) Время нарастания и спада.

Заметим, что последнее отличие оптопар с составным фототранзистором обусловлено не причинами физико-технологического свойства, а соответствующей направленностью разработок этих приборов.

Зависимости коэффициента передачи от входного тока в активном режиме работы транзистора (рис. 2.9,*а*) не обнаруживают заметного участка с K_I=const (в противоположность диодным оптопарам), что объясняется непостоянством усилительных свойств транзистора (зависимость $B_{ст}$ от $I_б$). При измерении K_I в режиме насыщения (рис. 2.9,*б*) «плато» имеется. Характерно, что раздельная оптимизация фотодиодной и транзисторной областей ДТ-оптопары позволяет создать приборы, наилучшим образом работающие в микрорежиме (см. на рис. 2.9,*а* значения K_I для различных групп оптопар при $I_{вх}\approx$0,5 ... 1 мА).

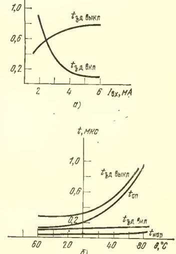


Рис. 2.10. Зависимости временных параметров диодно-транзисторных оптопар типа АОД125 от входного тока (*а*) и от температуры (*б*)

Зависимости временных параметров от входного тока (рис. 2.10,*а*) носят тот же характер, что и у диодных оптопар; подтверждается общая для всех оптопар со светодиодом особенность — резкое возрастание величины $t_{зд\ вкл}$ при переходе к микрорежимам. При повышении температуры инерционность транзисторных оптопар растет; особенно заметно это в некоторых параметрах, определяющих срез импульса (рис. 2.10,*б*).

Своеобразную разновидность транзисторных оптопар представляют собой приборы с полевым фототранзистором (рис. 2.8,*г*) [22—24]. Воздействие светодиода ведет к расширению канала и тем самым к уменьшению сопротивления исток — сток. Отличительная особенность прибора — линейность и симметричность выходной вольт-амперной характеристики в широком диапазоне

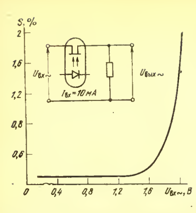


Рис. 2.11. Зависимость величины нелинейных искажений от амплитуды сигнала, передаваемого через оптопару с полевым фототранзистором [23]

напряжений и токов, за исключением «нулевой» области (несколько десятков милливольт). Это обеспечивает малые нелинейные искажения при использовании оптопары в аналоговых цепях (рис. 2.11). Диапазон регулировки сопротивления сток — исток может быть широким: для оптопар, описанных в [23], он составляет от 1 до 0,1 кОм при изменении входного тока от 3 до 15 мА. Функционально оптопара с полевым фототранзистором представляет собой быстродействующий (инерционность в микросекундном диапазоне) потенциометр с немеханическим управлением.

Тиристорные оптопары (рис. 2.8,*д* и табл. 2.7) наиболее перспективны для коммутации сильноточных высоковольтных цепей: по сочетанию мощности, коммутируемой в нагрузке, и быстродействию они явно предпочтительнее T^2-оптопар [25]. Оптопары типа АОУ103 [26] предназначены для использования в качестве бесконтактных ключевых элементов в различных радиоэлектронных схемах: в цепях управления, усилителях мощности, формирователях импульсов и т. п. Приборы подразделяются на группы в зависимости от гарантируемого значения коммутируемого напряжения и тока (табл. 2.7).

Тиристорные оптопары типов ТО-6,3, ТО-10 и серии ТО-2 (от ТО2-10 до ТО2-320) предназначены для работы в электротехнических силовых цепях постоянного и переменного тока частотой до 500 Гц [27]. Приборы типов ТО-6,3, ТО-10 выполнены в таблеточном пластмассовом корпусе, а серия ТО-2 — в стандартном металлостеклянном. Во всех этих оптронах в качестве излучателя используется светодиод типа АЛ107 с относительно невысоким значением допустимого прямого тока; поэтому основной режим работы этих оптопар (по входной цепи) — импульсный. Силовые тиристорные

Таблица 2.7

Тиристорные оптопары

Параметр	Типы оптронов	
	слаботочные АОУ103	сильноточные ТО-6, 3, ТО-10, ТО-2
Максимально допустимый выходиой ток $I_{вых\ max}$, А	0,1	6,3...320
Максимальио допустимое прямое иапряжеиие иа выходе $U_{вых\ пр\ max}$, В	50...200	100...1300
Остаточиое иапряжеиие иа выходе $U_{ост}$, В	1,8	1,4...1,85
Входиое напряжеиие $U_{вх}$, В	1,5...2,0	2...3
Максимальио допустимый входной ток $I_{вх\ max}$, мА	55	100
Номииальный ток спрямлеиия по входу $I_{спр\ вх}$, мА	20...50	50...200
Время включеиия $t_{вкл}$, мкс	10	10...30
Время выключения $t_{выкл}$, мкс	35	50...250
Максимальио допустимое напряжеиие между входом и выходом $U_{разв\ max}$, В	500	1000
Сопротивление гальванической развязки $R_{разв}$, Ом	$5\cdot10^8$	—
Проходиая емкость $C_{разв}$, пФ	3	—
Максимальио допустимый входиой ток помехи $I_{пом\ max}$, мА	0,5	—
Максимальпо допустимая скорость нарастаиия выходиого напряжеиия $\left(\frac{dU_{вых}}{dt}\right)_{max}$, В/с	$5\cdot10^8$	—

Примечание. Ниже приведены параметры, характерные для отдельных групп оптопар типа АО103

Параметр	Нормы для групп		
	А	Б	В
Номинальный ток спрямления по входу $I_{спр\ вх}$, мА	20	50	20
Максимвльно допустимое прямое напряжение на выходе $U_{вых\ пр\ mвх}$, В	50	200	200
Максимально допустимое обратное напряжение на выходе $U_{вых\ обр\ max}$, В	—	—	200

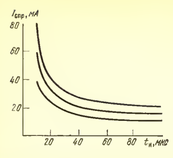


Рис. 2.12. Зависимость амплитуды импульсного тока спрямления от длительности импульса ряда образцов оптопар АОУ103

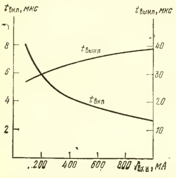


Рис. 2.13. Зависимость времени включения и выключения от амплитуды импульса входного тока для оптопар типа АОУ103

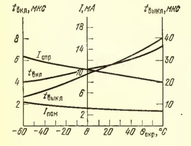


Рис. 2.14. Температурные зависимости статических и динамических параметров тиристорных оптопар типа АОУ103

оптопары подразделяются на большое число групп в зависимости от максимального значения выходного тока (в серии ТО2—6 групп), выходного напряжения (до 10 ... 13 групп через каждые 100 В), времени выключения (по 3 ... 5 групп в каждом типе), максимально допустимых скоростей нарастания прямого напряжения (у ТО2 допустимо $dU_{вых}/dt = 20 \ldots 100$ В/мкс) и прямого тока (у ТО2 допустимо $dI_{вых}/dt = 20 \ldots \ldots 70$ А/мкс). Излучатель в силовых оптопарах воздействует на фотоприемник через воздушный зазор, поэтому величины $R_{разв}$ и $C_{разв}$ определяются исключительно параметрами корпусов.

При работе тиристорных оптопар в импульсном режиме амплитуда тока спрямления по входу возрастает с уменьшением длительности импульсов (рис. 2.12); увеличением амплитуды управляющего импульса можно добиться существенного (в несколько раз) снижения времени включения, правда, при этом наблюдается возрастание времени выключения на 20...30% (рис. 2.13).

Температурные зависимости параметров тиристорных оптопар (рис. 2.14) необходимо знать для проектирования схем.

Интересную разновидность ключевой оптопары

представляет собой оптопара с однопереходным фототранзистором (рис. 2.8,*е*). Известно, что определяющим параметром однопереходного транзистора (ОПТ), имеющего два базовых электрода ($б_1$ и $б_2$) и один эмиттерный (э), является коэффициент передачи $\eta_{пер}$, определяемый как отношение суммы напряжения срыва и падения напряжения на эмиттерном переходе к межбазовому напряжению (обычно $\eta_{пер} \approx 0{,}3 \dots 0{,}9$). Совмещение в оптопаре этого прибора с излучателем приводит к тому, что положительная обратная связь, приводящая к нарастанию тока эмиттера и переходу прибора во включенное состояние, может возникнуть не только при

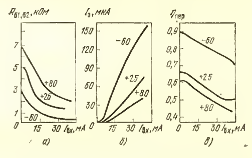


Рис. 2.15. Зависимость выходиых параметров от входиого тока для оптопар АОТ102 в резисториом (*а*), диодном (*б*), траизисторном (*в*) режиме

изменении напряжения на электродах, но и при определенной засветке. Эффективность воздействия излучателя на приемник характеризуется в этих приборах относительным изменением коэффициента передачи $\Delta\eta_{пер}$ при подаче на вход оптопары того или иного прямого тока.

Оптопара с ОПТ обладает достаточно широкими функциональными возможностями, так как может использоваться и в некоторых других схемах включения (по выходу). При разомкнутой эмиттерной цепи мы имеем резисторную оптопару, инерционность переключения которой составляет единицы микросекунд; при разрыве межбазовой цепи получается диодная оптопара (правда, величина K_I в этом случае невысока). Зависимости основных выходных параметров для резистор-

ного, диодного и транзисторного режимов работы оптопары с ОПТ на примере отечественного прибора типа АОТ102 представлены на рис. 2.15 [28]. Оптрон с ОПТ может применяться в схемах ждущих мультивибраторов, в управляющих цепях тиристоров, генераторов пилообразного напряжения, реле времени, цепях синхронизации и т. п.

В качестве фотоприемников с ключевыми характеристиками могут использоваться и некоторые другие полупроводниковые приборы негатронного типа, например лавинные фототранзисторы [29], однако основным прибором, характеризующим возможности и достижения данного направления, является тиристорная оптопара.

2.4. РЕЗИСТОРНЫЕ ОПТОПАРЫ

Резисторные оптопары (рис. 2.8,з) принципиально отличаются от всех других видов оптопар физическими и конструктивно-технологическими особенностями, а также составом и значениями параметров. Поэтому все вопросы, связанные с резисторными оптопарами, вынесены в отдельный параграф.

В основе принципа действия фоторезистора лежит эффект фотопроводимости, т. е. изменения сопротивления полупроводника при освещении. Как отмечалось в § 1.2, при возбуждении полупроводника светом с энергией квантов, превышающей ширину запрещенной зоны полупроводника ($\lambda < \lambda_{гр}$), в нем генерируются избыточные носители заряда.

Рассмотрим процессы в фоторезисторе на основе простой геометрической модели (тонкая пленка в форме параллелепипеда шириной d и длиной l) при следующих упрощающих предположениях [30]: свет полностью поглощается в фоторезистивной пленке; пленка освещена равномерно по площади; генерированные носители заряда равномерно распределяются по толщине пленки; поверхностной рекомбинацией и эффектами на омических контактах можно пренебречь; дрейф и рекомбинация носителей заряда в объеме определяются эффективным значением времени жизни $\tau_{эф}$ и подвижности $\mu_{эф}$.

При этих условиях наведенная концентрация носителей заряда (будем для конкретности рассматривать электроны) и наведенная удельная фотопроводимость определяются формулами

$$n_ф = N_{ф0}\tau_{эф}/W; \quad \sigma_ф = q\mu_{эф}n_ф.$$

Сопротивление фоторезистора в засвеченном состоянии с использованием (1.3) составляет

$$R_{св} = 1,25\cdot 10^3 \frac{l}{d} \frac{1}{\mu_{эф}\tau_{эф}} \frac{1}{P_{ф0}\lambda}, \qquad (2.2)$$

где $\mu_{эф}$ — в $см^2 \cdot В^{-1} \cdot с^{-1}$; $\tau_{эф}$ — в с; остальные размерности указаны на стр. 26. Из (2.2) видно, что основной путь резкого уменьшения $R_{св}$ — это выбор полупроводника с высокими значениями подвижности и времени жизни носителей заряда.

Если определить чувствительность фоторезистора отношением наведенной проводимости ($\Lambda_{св}=1/R_{св}$) к мощности засветки, то характер ее зависимости от λ будет такой же, как и для зависимости токовой чувствительности фотодиодов (см. § 1.2): $S_\lambda = (\Lambda_{св}/P_{ф0}) \sim \lambda$. Естественно, что это положение сохраняет силу, пока $\lambda < \lambda_{гр}$.

Важным параметром фоторезистора является и его темновое сопротивление $R_т$ или обычно используемое отношение $R_т/R_{св}$. Технологические меры, направленные на снижение $R_{св}$, ведут обычно и к уменьшению $R_т$, поэтому практически удается достигнуть $R_т/R_{св} > 10^4 \ldots 10^6$. При этом чем меньшее значение $R_{св}$ необходимо, тем меньшим получается и отношение $R_т/R_{св}$. По абсолютной величине $R_т$ лежит в пределах $10^6 \ldots 10^{12}$ Ом (при комнатной температуре) и резко (экспоненциально) уменьшается при увеличении температуры: изменение от +25 до +70°С ведет к снижению $R_т$ более чем на порядок.

Нестационарные процессы в фоторезисторе обусловлены релаксацией генерированных фотоносителей при освещении и после его прекращения. Из (2.2) следует, что фоторезисторы с малым значением $R_{св}$ «автоматически» будут обладать значительной инерционностью, так как, принимая в первом приближении для описания релаксации фотопроводимости экспоненциальный закон, получаем $t_{нар(сп)}(R_{св})=2{,}3\tau_{эф}$. Практически значение $t_{нар(сп)}=5 \ldots 10$ мс представляет нижнюю границу быстродействия высокочувствительных фоторезисторов. Если оценивать $t_{сп}$ не по уровню $10R_{св}$, а по более близкой степени приближения к $R_т$, то значение этого временного параметра становится еще больше.

По принципу действия фоторезистор является прибором с внутренним усилением: каждому генерированному носителю заряда может соответствовать большое (>1) число носителей, протекающих в электрической цепи прибора. При квантовом выходе фотоэффекта $\beta=1$ темп генерации носителей в фоторезисторе равен просто $N_{ф0}$, а число протекающих в единицу времени во внешней цепи электронов составляет $I_ф/q=U/(qR_{св})$ (U — приложенное напряжение). С учетом (2.2) и (1.3) для коэффициента усиления фоторезистора это дает

$$K_R = U\mu_{эф}\tau_{эф}/l^2. \qquad (2.3)$$

Как видим, в выражение для K_R входит все тот же коэффициент качества используемого полупроводника ($\mu_{эф}\tau_{эф}$), кроме того, усиление тем больше, чем больше приложенное к фоторезистору напряжение и чем меньше длина активной области. Физически это объясняется аналогичной зависимостью от указанных параметров времени дрейфа носителей через активную область:

$$t_{др}=l/v_{др}=l/\mu_{эф}E=l^2/\mu_{эф}U. \qquad (2.4)$$

Из (2.3) следует, что с ростом U (и уменьшением l) величина K_R должна возрастать безгранично. Но это не так: по мере возрастания U внешнее поле вводит в фоторезистор объемный заряд электронов, время дрейфа приближается к времени диэлектрической релаксации

$t_{рел}$, зависимость K_R от U ослабевает. Условие, при котором имеют место фототоки, ограниченные пространственным зарядом (ТОПЗ), записывается в виде $U \gtrsim l^2/\mu_{эф} t_{рел}$.
Чем меньше длина фоторезистора и чем выше удельное сопротивление используемого в нем полупроводника ($t_{рел} = \varepsilon\rho/4\pi$), тем при меньших напряжениях возникают ТОПЗ. Практически в широко используемых фоторезисторах на основе CdS, CdSe и их смесей линейная зависимость коэффициента усиления от напряжения сохраняется вплоть до сотен вольт и согласно (2.3) достигается значение $K_R \approx 10^4 \dots 10^6$.

Фоторезисторы изготавливаются рядом способов; наибольшее распространение получило использование спеченных слоев, полученных методом пульверизации суспензии порошка полупроводника с последующим прокаливанием. Кроме того, иногда используются объемные монокристаллы или тонкопленочные структуры, полученные методом вакуумного напыления.

Стандартная технология изготовления фоторезисторов характеризуется значительной гибкостью и широтой с точки зрения номенклатуры используемых полупроводниковых материалов, состава и концентрации активирующих примесей, геометрии фоточувствительной области [31]. Обычно длина этой области l соизмерима с ее шириной d, а толщина w не превышает 1 ... 10 мкм.

Чтобы обеспечить приемлемый для стандартных условий применения уровень $R_{св} < 0,5 \dots 1$ кОм при типичных значениях $l/d \approx 0,1$; $\mu_{эф} \approx 10^2$ см²/В·с; $\lambda \approx 0,5$ мкм

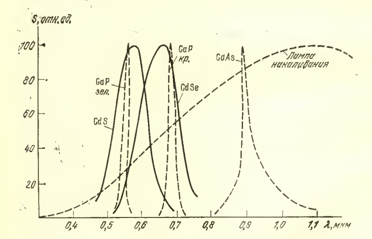


Рис. 2.16. Спектральная характеристика некоторых фотопроводящих материалов, светодиодов и лампочки накаливания

и $P_{ф0} \approx 30$ мВт/см^2 необходимо иметь $\tau_{эф} \gtrsim 1 \ldots 2$ мс. Иными словами, фоторезисторы с достаточно высокой чувствительностью должны обладать и большой инерционностью.

Это позволяет расширить круг излучателей, пригодных для резисторных оптронов, по сравнению с числом излучателей, совместимых с фотоприемниками, на основе p—n-перехода. Важнейший вопрос при этом — спектральное согласование излучателя с материалом фоторезистора. Как следует из зависимости чувствительности S от λ (рис. 2.16), фоторезисторы на основе CdS, CdSe и их смесей отлично согласуются с инжекционными GaP-излучателями и хорошо — с лампочкой накаливания. В случае CdSe—HgSe-фоторезистора область спектральной чувствительности может быть сдвинута вправо, поэтому кроме лампочки накаливания оказываются пригодными и GaAs-излучатели. Миниатюрные лампочки накаливания типа СМН6, 3-20 нашли широкое применение в оптронной технике. Характерно, что при напряжении, близком к номинальному, сила света $\mathcal{J} \sim U^{3,5}$, а долговечность $T_\lambda \sim U^{(11 \ldots 14)}$. Поэтому, несколько снижая рабочее напряжение по сравнению с номинальным, можно одновременно получить и значительную силу света и высокую долговечность (более 10^4 ч).

В качестве излучателя для резисторных оптопар пригодны и электролюминесцентные порошковые конденсаторы, однако их использование ограничено из-за малой яркости и необходимости питания высоким напряжением повышенной частоты. Следует отметить принципиальную технологическую совместимость некоторых видов фоторезистивных и электролюминесцентных структур, что позволяет надеяться на изготовление монолитных оптопар [32]. Газоразрядные лампы из-за высокого напряжения питания практического распространения не получили.

Анализ параметров основных типов отечественных резисторных оптопар (табл. 2.8 [33]) обнаруживает значительное разнообразие этих приборов. Наиболее широко распространенные оптопары типов ОЭП-1, ОЭП-2, ОЭП-3 представляют собой коммутаторы высоковольтных цепей (вплоть до 250 В) и пригодны для управления электролюминесцентными индикаторами. Оптопары ОЭП-9, и особенно ОЭП-10, характеризуются очень высокими значениями $R_т$ и удобны для коммута-

Таблица 2.8

Параметры резисторных оптопар

Тип оптрона	Тип источника излучения	Номинальные значения параметров управления (входная цепь)		Параметры коммутации (выходные цепи)			Выходные сопротивления		Время выключения $t_{выкл}$, мс	Отсчетный уровень сопротивления фоторезистора при измерении $t_{выкл}$, Ом
							в открытом состоянии	в закрытом состоянии		
		U, В, до	I, мА	U, В	I, мА	P, Вт	$R_{св}$, Ом, не более	$R_т$, Ом, не менее		
ОЭП-1	Лампочка накаливания	5,8	16	250	3,5	0,05	$2\cdot10^3$	$3\cdot10^8$	200	$4\cdot10^6$
ОЭП-2	То же	5,8	16	250	7	0,08	$4\cdot10^2$	$3\cdot10^7$	200	10^6
ОЭП-3	Светодиод	3,8	15	250	3,5	0,04	$1,2\cdot10^3$	$3\cdot10^8$	150	$4\cdot10^6$
ОЭП-9	Лампочка накаливания	5,8	16	20	0,2	0,025	10^4	10^9	100	$2\cdot10^7$
ОЭП-10	То же	5,8	16	20	0,2	0,025	10^6	10^{11}	100	$2\cdot10^9$
ОЭП-12	„	5,8	16	250	2	0,025	$4\cdot10^2$	$1,5\cdot10^7$	200	10^5
ОЭП-13	„	5,8	16	250	2	0,025	$3\cdot10^3$	$1,5\cdot10^8$	200	$4\cdot10^6$
ОЭП-11	„	5,8	16	10	1	0,025	$1,5\cdot10^2\ldots10^3$	10^7	200	10^5
ОЭП-14	Лампочка накаливания	5,8	16	10	1	0,015	$1,5\cdot10^2\ldots10^3$	10^7	200	10^5
ОЭП-6	Светодиод	3,8	10	35	0,2	0,01	$2\cdot10^3$	10^6	120	$2\cdot10^5$
ОЭП-7	„	3,8	10	35	0,2	0,01	$2\cdot10^3$	10^6	120	$2\cdot10^5$
ОЭП-16	Светодиод	2,5	10	5	—	0,005	10^3	10^7	0,5	10^5

ции высокоомных цепей радиоаппаратуры. Все резисторные оптопары пригодны для использования в линейных схемах, однако наиболее удобны дифференциальные оптопары ОЭП-6, ОЭП-7, ОЭП-14, позволяющие скомпенсировать температурный и временной дрейф параметров.

Одна из важнейших задач развития резисторных оптопар — повышение их быстродействия. Снизить времена релаксации до единиц миллисекунд позволило

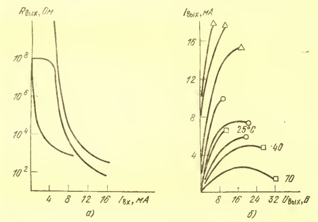


Рис. 2.17. Передаточные (*а*) и выходные вольт-амперные (*б*) характеристики ряда образцов резисторных оптопар

использование синтерированных пленок CdS—ZnS [34]. Обнадеживающие результаты получены также на фотоприемниках из монокристаллического кремния, легированного цинком [35], промышленный же выход достигнут при использовании фоточувствительных слоев CdSe—HgSe в двухканальной оптопаре ОЭП-16. Следует отметить, что повышение быстродействия достигнуто не «бесплатно»: резко уменьшилось напряжение коммутации и отношение $R_т/R_{св}$ по сравнению с другими приборами.

Анализ типичных зависимостей параметров резисторных оптопар позволяет сделать следующие выводы.

Широкий диапазон изменения сопротивления (от 4 ... 5 до 6 ... 8 порядков) наблюдается для довольно узкого интервала входных токов (рис. 2.17,*а*). Относительно большое значение $R_{св}$ приводит к заметному

саморазогреву, вследствие чего при выходных токах в несколько миллиампер наблюдается отклонение вольт-амперной характеристики от линейной (рис. 2.17,*б*). При дальнейшем увеличении выходного напряжения возникает отрицательное сопротивление, что и ограничивает предельные возможности фоторезистора по рассеиваемой мощности.

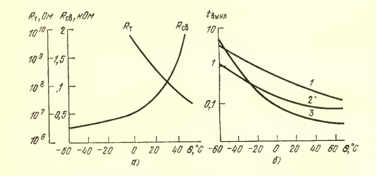


Рис. 2.18. Температурные зависимости статических (*а*) и динамических (*б*) параметров резисторных оптопар

Очень значительны температурные изменения параметров резисторных оптопар (рис. 2.18). Характерно, что при повышении температуры $R_{св}$ растет (со скоростью $\sim 1{,}5\% \cdot град^{-1}$), а $R_т$ резко падает, так что диапазон изменения $R_т/R_{св}$ сокращается с обеих сторон и может при $\Theta_{окр} = +60 \ldots +70°С$ упасть до недопустимо малого значения $10^2 \ldots 10^3$. При охлаждении очень существенно возрастает инерционность оптопары, времена переключения могут достигать нескольких секунд. Большие значения времен переключения проявляются и в частотных характеристиках оптопар: лишь самая «быстрая» оптопара типа ОЭП-16 может работать вплоть до 1000 Гц, в остальных же случаях частотные пределы ограничиваются десятками герц (рис. 2.19).

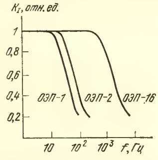


Рис. 2.19. Частотные характеристики резисторных оптопар

В сравнении с другими приборами резисторные оптопары обладают такими достоинствами, как линейность и симметричность выходной характеристики, отсутствие фото-ЭДС, высокое значение темнового сопротивления, широкий динамический диапазон изменения сопротивления, высокое значение коммутируемого выходного напряжения. К числу существенных недостатков приборов этого класса следует отнести значительную инерционность, резкую температурную зависимость параметров, их временную нестабильность, наличие гистерезисных явлений, значительную потребляемую мощность. Тем не менее резисторные оптопары остаются практически незаменимыми элементами очень многих электронных схем, особенно линейных.

2.5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ОПТОПАРЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА

Весь изложенный выше материал касается вопросов передачи цифровой информации по гальванически развязанной цепи. Во всех случаях, когда говорилось о линейности, об аналоговых сигналах (резисторные оптопары, оптопары с полевым или однопереходным транзистором на выходе), речь шла о виде выходной характеристики оптопары. Во всех случаях управление по каналу излучатель — фотоприемник не описывалось линейной зависимостью: достаточно взглянуть, например, на передаточную характеристику резисторной оптопары (рис. 2.17,*а*). Важную задачу представляет собой передача аналоговой информации с помощью оптопары, т. е. обеспечение линейности передаточной характеристики вход — выход [36]. Лишь при наличии таких оптопар становится возможным непосредственное распространение аналоговой информации по гальванически развязанным цепям без преобразования ее к цифровой форме (последовательности импульсов).

Сопоставление свойств различных оптопар по параметрам, важным с точки зрения передачи аналоговых сигналов (табл. 2.9 [37, 38]), приводит к заключению, что если эта задача и может быть решена, то только с помощью диодных оптопар, обладающих хорошими частотными и шумовыми характеристиками. Отметим, что малое значение K_I таких оптопар без труда может быть «исправлено» введением в выходную цепь совре-

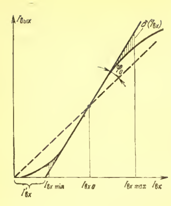


Рис. 2.20. К определению линейности передаточной характеристики диодной оптопары

менных микроэлектронных операционных усилителей. Сложность проблемы заключается прежде всего в узком диапазоне линейности передаточной характеристики и степени этой линейности. Типичная зависимость $I_{вых}=f(I_{вх})$ для диодной оптопары (рис. 2.20) вследствие нелинейности ватт-амперной характеристики светодиода и разогрева структуры характеризуется «завалами» как при малых, так и при больших значениях $I_{вх}$. Используемые в ряде работ [36, 37] аналитические аппроксимации этой зависимости в виде той или иной монотонной степенной функции неточны и пригодны для описания порознь лишь верхнего или нижнего участков.

Таблица 2.9

Сравнение параметров оптопар для передачи аналогового сигнала

Вид оптопары	Коэффициент передачи тока, %	Рабочая полоса частот	Уровень шумов	Темновые токи	Температурные изменения параметров
Диодная	0,5...2	Очень широкая	Очень низкий	Очень малые	Небольшие
Транзисторная	30...100	Узкая	Средний	Средние	Значительные
Диодно-транзисторная	30...100	Значительная	»	Малые	»
Резисторная	30...100	Крайне узкая	Низкий	Очень малые	Очень значительные

Нетрудно видеть, что точное представление передаточной характеристики на рис. 2.20 вблизи линейной области имеет вид

$$I_{вых}=K_{I0}I_{вх}[1+(1-I_{вх0}/I_{вх})(\alpha+\delta)].$$

Введение коэффициента α отражает тот факт, что путем поворота вокруг точки пересечения на угол φ_0 (схемотехнически это достигается пропусканием компенсирую-

щего тока смещения, равного $-I'_{вх}$, и некоторым изменением коэффициента усиления) может быть достигнуто совмещение реальной характеристики с идеальной (представленной на рис. 2.20 пунктиром). После этого нелинейные искажения при передаче сигнала будут определяться видом функции $\delta(I_{вх})$ (заштрихованная область на рис. 2.20) в диапазоне рабочих токов $I_{вх\,min} \ldots I_{вх\,max}$. Без введения схемотехнической компенсации эти искажения не могут быть уменьшены и характеризуют, таким образом, возможности оптопары в «чистом» виде.

Экспериментальное статистическое обследование диодных оптопар типа АОД101 показало следующее (выводы по 95% испытанных образцов):

— коэффициент передачи тока K_{I0} всей совокупности приборов колеблется в довольно широком интервале от 1,2 ... 1,3 до 4,0 ... 4,1%;

— для каждого конкретного образца оптопары на передаточной характеристике может быть выделена линейная область $(I_{вх\,min} \ldots I_{вх\,max})$, протяженность которой составляет 10 ... 20 мА и имеет типичное значение 15 ... 17 мА;

— середина линейного участка у большинства приборов близка к $I_{вх0}$=10 мА (что удобно, так как именно при этом токе измеряется паспортное значение K_I) и колеблется от 7 до 13 мА. Линейный участок определяется таким образом, чтобы величина δ на его краях не превышала 2%.

Приведенные результаты относятся к комнатной температуре. С ростом температуры величина K_I падает приблизительно по линейному закону, причем статистически $(1/K_I)(dK_I/d\Theta) = -(0{,}3 \ldots 0{,}7)\,\%\cdot°C^{-1}$. Величина же δ при этом, как правило, растет, причем $(1/\delta)\times \times(d\delta/d\Theta) \approx (1 \ldots 2)\,\%\cdot°C^{-1}$.

Из сказанного можно заключить, что, используя оптопары АОД101 (или им подобные), при достаточно жесткой термостабилизации можно спроектировать схему передачи аналогового сигнала с нелинейностью $\leqslant 2\%$ и динамическим диапазоном $(I_{вх\,max}/I_{вх\,min})$ до 2 ... 3. При этом предварительно необходимо тщательно обследовать передаточную характеристику используемого образца. Стремление к повышению линейности характеристики ведет к резкому сужению рабочего диапазона токов.

Известно, что деградация светодиода ведет к уменьшению K_I с течением времени (см. § 1.5), причем для жестких режимов работы (большое значение $I_{вх}$ и высокая температура) за время $\approx$15 тыс. ч это уменьшение может составить 20 ... 30% от своего первоначального значения. Дополнительная неприятность состоит в том, что конкретный характер временного изменения K_I точно не прогнозируется. Таким образом, значительный разброс параметров от образца к образцу, существенная температурная и временна́я нестабильность этих параметров резко осложняет задачу неискаженной передачи аналоговой информации с помощью оптопар.

Существенное улучшение линейности достигнуто схемотехнической компенсацией и применением для этой цели двух оптопар, близких по определяющим параметрам (см. гл. 5). Еще лучшие результаты получаются, когда оба фотоприемника «работают» от одного излучателя, что существенно снижает роль деградационных и температурных эффектов. Возможности трех схемотехнических вариантов передачи аналогового сигнала сопоставлены в обзоре [38] (см. также табл. 5.1).

Таким образом, перспективным (и фактически единственным) элементом для передачи аналоговых сигналов является дифференциальная оптопара (рис. 2.3,*г*), сконструированная таким образом, что обеспечивается высокая степень подобия передаточных характеристик по обоим каналам. Подчеркнем, что речь идет именно о подобии, а не о полной идентичности, необходимой в дифференциальных каскадах*). В дифференциальной оптопаре выделяют основной и вспомогательный каналы: по основному идет передача сигнала (и здесь должна обеспечиваться развязка от светодиода), вспомогательный — используется для компенсации (см. гл. 5).

Степень подобия передаточных характеристик основного и вспомогательного каналов оптопар описывается введением параметра «коэффициент неидентичности»:

$$\delta = (\delta_{i\max} + \delta_{i\min})/2,$$

$$\delta_i = [1 - (I_{0i}/I_{вi})/(I_{00}/I_{в0})]\,100\%,$$

*) С этой точки зрения и исходя из условий работы оптопары в схемах передачи аналоговых сигналов термин «дифференциальная оптопара» представляется нам не отражающим существа прибора, однако этот термин широко вошел в научно-техническую литературу и стал привычным.

где I_{0i}, $I_{\text{в}i}$, I_{00}, $I_{\text{в0}}$ — выходные токи основного и вспомогательного канала оптопар на краях диапазона (max или min) и в номинальной точке.

Отечественные дифференциальные оптопары типа КОД301 имеют гарантированное значение $\delta \leq 2\%$ в динамическом диапазоне от 4 до 20 мА, при этом по основному каналу $U_{\text{разв п max}}=1000$ В, $f_{\text{гр}} \geq 0{,}1$ МГц. У лучших образцов приборов типа КОД302 достигается $\delta \leq 0{,}2 \ldots 0{,}5\%$ [39].

Следует отметить, что в создании приборов с гальванической развязкой, пригодных для передачи аналоговых сигналов, сделаны лишь первые шаги и можно ожидать дальнейшего прогресса.

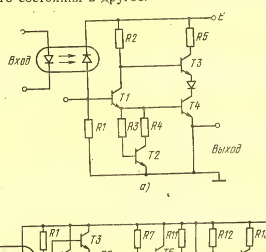
2.6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ МИКРОСХЕМЫ И ДРУГИЕ ПРИБОРЫ ОПТРОННОГО ТИПА

Оптоэлектронные микросхемы представляют собой один из наиболее широко применяемых, развивающихся, перспективных классов изделий оптронной техники. Это обусловлено полной электрической и конструктивной совместимостью оптоэлектронных микросхем с традиционными микросхемами, а также их более широкими по сравнению с элементарными оптронами функциональными возможностями. Как и среди обычных микросхем, наиболее широкое распространение получили переключательные оптоэлектронные микросхемы (табл. 2.10) [40].

В наиболее распространенной переключательной микросхеме серии К249ЛП1 (рис. 2.21,*а*) объединены бескорпусная диодная оптопара и один из вентилей базового кристалла ИС стандартной серии. Из схемы вентиля исключен входной многоэмиттерный транзистор; использование высокоомного резистора в базовой цепи входного транзистора *T1* (десятки килоом) позволяет уменьшить величину порогового тока включения до десятков микроампер, чем достигается совместимость вентиля с фотодиодом. Выходная цепь устройства неизменна в сравнении со схемой базового вентиля, чем достигается совместимость выхода оптронной микросхемы с другими логическими микросхемами.

Для повышения устойчивости микросхемы к резкому изменению напряжения вход — выход между базой транзистора первого каскада (эта точка микросхемы

специально выводится на внешний вывод) и общей шиной выходного усилителя рекомендуется подключить конденсатор. При емкости конденсатора 100 ... 200 пФ допустимая величина $(dU_{разв}/dT)_{max}$ возрастает в 5 ... ... 10 раз, одновременно с этим несколько возрастают времена задержек переключения микросхемы из одного логического состояния в другое.



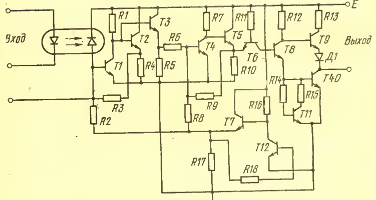


Рис. 2.21. Переключательные оптоэлектронные микросхемы серий К249ЛП1 (*а*) и К249ЛП3 (*б*)

При использовании переключательных оптронных микросхем следует иметь в виду, что из-за большой мощности, выделяемой в пороговом усилителе во время переходных процессов, не допускается слишком медленное нарастание входного сигнала. Так, максимальная

Таблица 2.10а

Параметры оптоэлектронных переключательных микросхем (*общие для групп*)

Параметр	Норма для типов			
	К249ЛП1	К293ЛП1	К249ЛП3	К262КП1
Входное напряжение при $I_{вх} = 10$ мА $U_{вх}$, В	1,1...1,5	1,5	1,0...1,7	0,95...1,7
Выходное напряжение логического нуля $U^0_{вых}$, В	0,3	0,4	0,4	0,3
Выходное напряжение логической единицы $U^1_{вых}$, В	2,3	2,4	2,4	2,3
Максимально допустимое напряжение между входом и выходом $U_{разв}$, В	100	100	100	100
Сопротивление гальванической развязки $R_{разв}$, Ом	10^9	10^9	10^9	$5 \cdot 10^8$
Проходная емкость $C_{разв}$, пФ	2	2	2	5
Максимально допустимое обратное входное напряжение $U_{вх\ обр}$, В	3,5	3,5	3,5	3,5
Максимально допустимый входной ток $I_{вх\ max}$, мА	20	20	20	15
Максимально допустимый входной импульсный ток $I_{вх\ и\ max}$, мА	100	100	100	30
Максимально допустимый выходной вытекающий ток $I^1_{вых}$, мА	1,5	1,2	0,8	1,0
Максимально допустимый выходной втекающий ток $I^0_{вых}$, мА	1,8	18	16	10
Потребляемая мощность $P_{потр}$, мВт	30	5	100	50
Максимально допустимая длительность фронтов нарастания и спада импульсов $t_{нар\ (сп)\ max}$, мкс	5000	5000	1	1
Максимально допустимая скорость нарастания напряжения между входом и выходом $(dU_{разв}/dt)$, В/с	10^8	10^8	10^8	$1,5 \cdot 10^7$

длительность нарастания (спада) импульса на светоизлучающем диоде оговаривается на уровне 0,005 с для микросхем К249ЛП1 и К293ЛП1, у приборов К262КП1 она не должна превышать 1 мкс.

Таблица 2.10б

Параметры оптоэлектронных переключательных схем для отдельных групп

Параметр	К249ЛП1				К293ЛП1		К249ЛП3			К262КП1	
	А	Б	В	Г	А	Б	А	Б	В	А	Б
Минимальный входной ток включения $I_{вх\ min}$, мА	5	8	8	12	5	8	8	10	10	10	10
Время задержки включения (выключения) $t_{зд}^{1,0}$ ($t_{зд}^{0,1}$), нс	500	300	1000	1000	500	1000	100	70	200	700	350

Среди приборов среднего быстродействия по сочетанию определяющих параметров (ток включения, время задержки включения, потребляемая мощность, помехозащищенность), малым размерам и удобству корпуса (металлокерамический типа 401.14-3) наиболее удобными являются микросхемы серии К249ЛП1. Для развязки в аппаратуре на микросхемах в DIP-корпусах удобно использовать приборы серии К293ЛП1 (пластмассовый 14-выводной DIP-корпус); эти же приборы характеризуются и «умощненным» выходом. Появление микросхем серии К262ЛП1, согласующее устройство которых изготавливается по гибридной технологии, отражает некоторые издержки начального этапа развития оптронной техники.

Чтобы повысить быстродействие оптоэлектронных переключателей, следует исключить высокоомный резистор во входном каскаде и использовать более сложные согласующие устройства, включающие наряду с ключевой схемой линейный блок со значительным коэффициентом усиления (рис. 2.21,*б*) [41].

Линейной оптоэлектронной микросхемой является коммутатор аналоговых сигналов серии К249КН1 (табл. 2.11 и рис. 2.22) [9], состоящий из бескорпусного интегрального прерывателя и двух диодных оптопар.

Оптопары работают в фотовентильном режиме и выполняют функции импульсного трансформатора, обычно используемого для управления прерывателем. В этой замене трансформатора оптроном выявляются перечисленные ранее достоинства последнего, в первую очередь широкополосность (начиная от постоянного тока) и отсутствие помех в канале управления (в обоих направле-

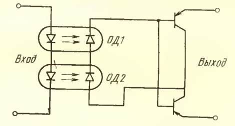


Рис. 2.22. Оптоэлектронный коммутатор аналоговых сигналов серии К249КН1

ниях). Использование двух оптопар необходимо потому, что выходное напряжение одной из них ($U_{xx} \approx 0{,}45$ В) недостаточно для отпирания транзисторов. Приборы изготавливаются в металлостеклянном корпусе типа 151.15-4, позволяющем разместить в нем два несвязанных канала (группы А и Г).

Таблица 2.11

Параметры оптоэлектронного линейного ключа—коммутатора аналоговых сигналов серии К249КН1

Параметр	Норма для групп А, Б, В
Падение входного напряжения (при $I_{вх} = 20$ мА) $U_{вх}$, В	3,5
Остаточное напряжение (на ключе при $I_{вх} = 20$ мА) $U_{ост}$, мкВ	200
Ток утечки (на выходе ключа при $U_{вых} = 30$ В) $I_{вых\ т}$, нА	50
Максимально допустимый входной ток $I_{вх\ max}$, мА	30
Максимально допустимый коммутируемый ток $I_{ком\ max}$, мА	0,5

Примечания. 1. Норма на сопротивление ключа в открытом состоянии при $I_{вх}$=20 мА составляет 200 Ом (для групп А, Б, В при коммутируемом токе 0,5 мА для групп Г, Д, Е при коммутируемом токе 0,1 мА). 2. Группы А и Г—двухканальные ключи, группы Б, В, Д, Е—одноканальные.

Для коммутации силовых цепей используются различные оптронные приборы, обладающие релейными характеристиками. По существу функции простейших оптореле могут выполнять и элементарные оптроны. Так, оптопары с составным фототранзистором удобны для коммутации цепей постоянного тока с амплитудой в десятки миллиампер и с напряжением до нескольких десятков вольт. Тиристорные оптопары эффективны начиная с $I_{ком} \geqslant 50 \ldots 100$ мА, их возможности по напряжению значительно выше, чем у транзисторов. Особен-

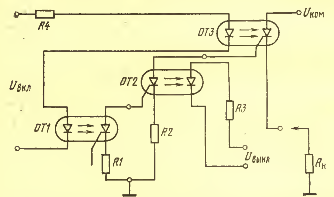


Рис. 2.23. Оптоэлектронное реле постоянного тока серии К295КТ1

ностью такой оптопары является наличие встроенной памяти: после включения оптопары по входной цепи не требуется поддерживающего тока. Недостатком тиристорной оптопары как релейного элемента является то, что выключение нельзя осуществить по входной (управляющей) цепи, для этого необходимо снять коммутируемое напряжение. Резисторные оптопары, предназначенные в основном для линейных схем, могут выполнять функции слаботочных высоковольтных (~250 В) реле с оптическим управлением. Из сказанного ясно, что элементарные оптопары, выполняя в принципе функции реле, могут удовлетворить потребность в приборах этого вида лишь в очень малой степени.

Оптоэлектронные микросхемы релейного типа в отличие от элементарных оптопар обладают большей функциональной гибкостью, способны коммутировать электрические цепи в широком диапазоне напряжений и

токов, четко согласованы по входу со стандартными ИС. Примером могут служить маломощные оптоэлектронные реле постоянного тока серии К295КТ1 (табл. 2.12, рис. 2.23) [42].

Таблица 2.12

Параметры оптоэлектронных реле постоянного тока серии К295КТ1А...К295КТ1Г.

Параметр	Норма
Напряжение включения (выключения) $U_{вкл\ (выкл)\ min}$, В	3,6
Ток включения (выключения) $I_{вкл\ (выкл)}$, мА	20
Остаточное напряжение $U_{ост}$, В	2,5
Ток утечки на выходе $I_{ут\ вых}$, мкА	30
Максимально допустимое напряжение между входом и выходом $U_{разв\ max}$, В	100
Сопротивление гальванической развязки $R_{разв}$, Ом	10^{8}
Максимально допустимое напряжение включения (выключения) $U_{вкл\ (выкл)}$, В	5,25
Максимально допустимое напряжение помехи включения (выключения) $I_{пом\ вкл\ (выкл)\ max}$, В	1
Максимально допустимая амплитуда импульсов выходного тока $I_{вых\ max}$, А	0,5
Максимально допустимая частота f_{max}, Гц	400
Максимально допустимая скорость нарастания напряжения источника питания $(dU_п/dt)_{max}$, В/мкс	50

Примечание. Группы различаются напряжением источника питания и максимально допустимым выходным током $I_{вых\ max}$.

Группа	А	Б	В	Г
$U_п$, В	12	27	48	100
$I_{вых\ max}$, мА	50	100	100	50

К устройствам типа оптореле относится и оптоэлектронный одновибратор К295АГ1 (табл. 2.13) [43].

В качестве выходных устройств оптоэлектронных микросхем можно использовать функционально более сложные (чем переключательные, линейные, релейные) схемы, например, фоточувствительные приборы с зарядовой связью [44], многоустойчивые элементы — сканисторы [45].

Таблица 2.13

Параметры оптоэлектронного одновибратора К295АГ1

Параметр	Норма
Напряжение включения $U_{вкл\ min}$, В	3,6
Ток включения $I_{вкл}$, мА	25
Остаточное напряжение $U_{ост}$, В	2,5
Ток утечки на выходе $I_{ут\ вых}$, мкА	10
Максимально допустимое напряжение между входом и выходом $U_{разв\ max}$, В	100
Сопротивление гальванической развязки $R_{разв}$, Ом	10^8
Максимально допустимое напряжение включения $U_{вкл\ max}$, В	5,25
Максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{рас\ max}$, мВт	500
Максимально допустимая скорость нарастания напряжения источника питания $(dU_п/dt)_{max}$, В/мкс	50

Примечание. Группы различаются напряжением источника питания $U_п$ и максимально допустимым выходным импульсным током $I_{вых\ и\ max}$:

Группа	А	Б	В	Г	Д
$U_п$, В	12	27	27	48	48
$I_{вых\ и\ max}$, мА	50	50	100	100	200

Общее сопоставление наиболее распространенных и типичных оптопар (рассмотренных в предыдущих параграфах этой главы) и оптоэлектронных микросхем (табл. 2.14) характеризует средний технический уровень промышленного производства этих приборов [40].

Специальные виды оптронов резко отличаются от традиционных оптопар и оптоэлектронных микросхем. К ним относятся прежде всего *оптроны с открытым оптическим каналом*. В конструкции этих приборов между излучателем и фотоприемником имеется воздушный зазор, так что, помещая в него те или иные механические преграды, можно управлять световым потоком и тем самым выходным сигналом оптрона. Таким образом, оптроны с открытым оптическим каналом выступают в качестве оптоэлектронных датчиков, фиксирующих наличие (или отсутствие) предметов, состояние их поверхности, скорость перемещения или поворота и т. п.

Таблица 2.14

Параметры оптопар и оптоэлектронных микросхем

Вид оптопары и оптоэлектронной микросхемы	Определяющие параметры	
	статические	динамические
	Оптопара	
Диодные	$K_I = 0,5\ldots2,5\%$	$t_{вкл\ (выкл)} = 1000\ldots20$ нс
Транзисторные	$K_I = 10\ldots50\%$	$t_{вкл\ (выкл)} = 2\ldots5$ мкс
С составным транзистором	$K_I = 300\ldots700\%$	$t_{вкл\ (выкл)} = 30\ldots50$ мкс
Тиристорные	$I_{спр\ min} = 20\ldots200$ мА	$t_{вкл\ (выкл)} = 15\ldots200$ мкс
Резисторные	$R_т/R_{св} = 10^4\ldots10^6$	$t_{вкл\ (выкл)} = 20\ldots1000$ мс
	Оптоэлектронные микросхемы	
Цифровые	$I_{вкл\ min} = 5\ldots20$ мА	$t_{зд} = 0,07\ldots1$ мкс
Коммутаторы аналоговых сигналов	$I_{вх\ min} = 20$ мА	$t_{вкл\ (выкл)} = 10$ мкс
Линейные*	$\delta \approx 1\ldots2\%$	$f_{гр} = 10^4\ldots10^5$ Гц
Оптореле	$I_{вых\ max} = 50\ldots200$ мА	$f_{гр} = 400\ldots10^4$ Гц

* На основе дифференциального оптрона КОД 301.

Среди оптронов с открытым оптическим каналом выделяются две основные разновидности: оптопрерыватель (рис. 2.24,*а*) и «отражательный» оптрон (рис. 2.24,*б*). Естественно, что из-за воздушного зазора коэффициент передачи тока у оптопрерывателей мал; у «отражательного» оптрона эта характеристика вообще теряет смысл, так как ее значение зависит от расстояния до предмета, находящегося перед оптроном, и от свойств поверхности этого предмета. Типичный вид таких зависимостей для отражательного оптрона типа АОД111А (рис. 2.25) показывает, что оптрон может «чувствовать» на расстоянии до нескольких миллиметров [9]. Рабочие частоты этих оптронов близки к 1 МГц. Дополнительные удобства для применения дает наличие в приборе АОД111А двух не связанных фотоприемников, что позволяет использовать дифференциальную схему включения.

Специальные разновидности оптронов с открытым оптическим каналом могут выступать и в роли датчиков состава («загазованности») окружающей среды. Для

этого в оптроне помещают два излучателя, один из которых излучает на длине волны, совпадающей с максимумом поглощения контролируемой газовой примеси, а другой — используется в качестве опорного. Наибольшее распространение получили оптоэлектронные датчики увлажненности различных сред ($\lambda_{max} \approx 1,9$ мкм) [46].

Оптроны со световодом представляют собой приборы, в которых излучатель и фотоприемник соединены между собой достаточно протяженным (от десятков сантиметров до десятков метров) волоконно-оптическим кабелем

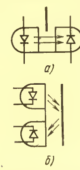


Рис. 2.24. Схемы оптронов с открытым оптическим каналом: оптопрерывателя и «отражательного» оптрона

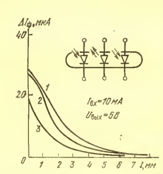


Рис. 2.25. Чувствительность оптрона АОД111А при отражении излучения от латунной (*1*), бумажной (*2*), алюминиевой (*3*) поверхностей

и являются оптоэлектронным аналогом электрического (радиотехнического) кабеля. В этом приборе имеет место не только гальваническая развязка, как в обычных оптронах, но и передача информации потоком фотонов по достаточно протяженному каналу. Это обусловливает ряд уникальных достоинств оптрона со световодом как элемента связи: помехозащищенность канала от воздействия внешних электромагнитных импульсов и от взаимонаводок между каналами; уменьшение габаритов и массы по сравнению с проводными системами за счет меньшего удельного веса используемых материалов и отказа от тяжелых экранирующих оболочек; простота согласования с разнородными потребителями информации; секретность передачи информации, обусловленная отсутствием излучения в окружающее пространство; малая потребляемая мощность, связанная с возможностью

оперирования с микроваттными и даже нановаттными сигналами [47].

При вводе света в волокно имеют место значительные потери мощности, поэтому оптроны со световодом характеризуются гораздо меньшими, чем обычные оптроны, значениями коэффициента передачи тока (как правило, от $K_I \approx 0{,}1\%$ и менее). Поэтому согласующие блоки здесь значительно сложнее, чем в оптронных микросхемах. Для удобства использования передающую и приемную части такого оптрона делают разъемными с кабелем. Таким образом, подобный «длинный» оптрон представляет собой два модуля (приемный и передающий), сочленяемые с волоконно-оптическим кабелем, т. е. короткую волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС). Различные по структуре модули перекрывают широкий спектр параметров, обеспечивая скорость передачи информации по линии вплоть до ~100 Мбит/с [48].



Рис. 2.26. Тонкопленочный оптрон с управляемым оптическим каналом

Очень перспективными представляются и *оптроны с управляемым оптическим каналом*, т. е. такие приборы, в которых между излучателем и фотоприемником помещена среда, оптическими свойствами которой можно управлять. Принципиально изменение свойств среды может приводить к изменению амплитуды, фазы, частоты, поляризации проходящего через нее излучения. Практически удается использовать лишь изменение амплитуды и поляризации излучения. Опробование в экспериментальных образцах оптронов прошли различные электрооптические, магнитооптические, жидкокристаллические материалы [45], однако практически значимых результатов не получено. Электрооптические среды требуют приложения высоких управляющих напряжений (около 100 В и более); магнитооптические среды сложны в реализации, так как требуют дополнительной магнитной системы со значительным потреблением тока; оптроны с жидкокристаллическим «затвором» очень инерционны.

Обнадеживающие результаты получены в конструкции тонкопленочного оптрона с управляемым каналом

(рис. 2.26) [50]. Соединительная среда представляет собой плоский диэлектрический волновод, в котором при $n_1 > n_2$ для части светового потока выполняется условие полного внутреннего отражения. Этот световой поток попадает на фотоприемник и определяет K_I оптрона. При изменении величины n_2 условие полного внутреннего отражения для части лучей перестает выполняться и K_I уменьшается.

Ситуация в канале связи полностью подобна той, которая имеет место в диэлектрических волноводах устройств интегральной оптики (см., например, [51]). Преимущества такого управляемого канала по сравнению с управляемыми каналами других видов следующие:

— широкие возможности выбора средств воздействия на коэффициент n_2 (электрическое, оптическое, магнитное, биологическое);

— совместимость (конструктивно-технологическая и по уровням управляющих сигналов) с излучателями и фотоприемниками;

— высокая скорость модуляции;

— возможность использования для изготовления канала чистых стекол, обеспечивающих малые потери пропускания.

На основе оптрона с управляемым оптическим каналом может быть построена большая группа датчиков, в частности преобразователей механических воздействий в электрические, таких, как клавиша, датчик уровня жидкости, датчик давления, перемещения, микрофон, акселерометр и т. п. [50].

Описанными здесь образцами не исчерпываются виды приборов оптронного типа, отличные от традиционных оптопар и оптоэлектронных интегральных микросхем. Следует хотя бы упомянуть регенеративные оптроны [52], оптронные устройства с оптическим входом и выходом — преобразователи и усилители световых сигналов и образов [53], оптроны-индикаторы [54]. Круг подобных приборов непрерывно расширяется.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р.** Оптроны для микроэлектронной аппаратуры. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/ Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 2, с. 138—153.

2. **Горохов В. А.** Функциональная классификация и схемотехника интегральных оптоэлектронных коммутаторов. — Полупроводниковая электроника в технике связи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1977, вып. 18, с. 185—208.
3. **Носов Ю. Р.** Оптоэлектроника. — М.: Сов. радио, 1977.—232 с.
4. **ГОСТ 11630—70.** Приборы полупроводниковые для устройств широкого применения. Общие технические условия.
5. **ГОСТ 18725—73.** Микросхемы интегральные для устройств широкого применения.
6. **Носов Ю. Р.** Оптроны. — Зарубежная радиоэлектроника, 1974, № 9, с. 22—60.
7. **Носов Ю. Р. и др.** Быстродействующие диодные оптроны типа АОД101А ... Д. — Приборы и системы управления, 1977, № 12, с. 29.
8. **Носов Ю. Р. и др.** Многоканальные оптроны типа АОД109А—И. — Приборы и системы управления, 1974, № 12, с. 37.
9. **Носов Ю. Р.** Новые типы оптоэлектронных приборов. — Приборы и системы управления, 1979, № 12, с. 22.
10. **Schairer W., Berchtold K., Huber D.** A novel avalanche optoisolator. — Opt. and Quant. Electron., 1979, v. 8, № 5, p. 465—467.
11. **Носов Ю. Р.** Оптоэлектронные приборы для аппаратуры связи. — Электросвязь, 1980, № 8, с. 47—49.
12. **Иванов Н. А.** Оценка влияния светового потока на барьерную емкость фотодиода. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1969, № 5, с. 127—128.
13. **Forrest M.** Bidirectional optoisolator puts two LED's nose to nose. — Electronics, 1979, May 10, p. 127.
14. **Адирович Э. И., Мастов Э. М., Мирзамахмудов Т. и др.** Аномально большие фотоэлектрический и фотомагнитный эффекты в полупроводниковых пленках. — В кн.: Фотоэлектрические явления в полупроводниках и оптоэлектроника/ Под ред. Э. И. Адировича. — Ташкент: ФАН, 1972, с. 143—227.
15. **Гечиянц А. М., Маслов В. Н., Шик А. Я., Шмарцев Ю. В.** Искусственные афн-структуры. — ФТП, 1980, вып. 5, с. 984—986.
16. **Кавлашвили Н. В.** Некоторые возможности применения оптрона на фотомагнитодиоде. — Оптико-электронные приборы в системах контроля и управления, 1978, с. 114—119.
17. **Opto-isolator** accepts bidirectional inputs. — Electronic products magazine, 1976, v. 18, № 12, p. 136.
18. **Носов Ю. Р.** Оптроны для радиоаппаратуры. — Радиотехника, 1979, т. 34, № 12, с. 59—62.
19. **Варламов И. В.** Транзисторные оптроны. — Приборы и системы управления, 1977, № 12, с. 35.
20. **Гаршенин В. В., Купцов Ю. Ф., Чарыков С. А.** Быстродействующий транзисторный оптрон АОТ123. — В кн.: Труды Всесоюз. науч.-техн. совещания «Дальнейшее развитие оптоэлектроники». — М.: НТОРЭС им. А. С. Попова, 1977, с. 67—68.
21. **Гаршенин В. В., Купцов Ю. Ф., Чарыков С. А. и др.** Оптоэлектронная пара на составном транзисторном приемнике — новый тип ключевого оптрона. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1977, № 6, с. 61—66.
22. IEEE Trans., 1978, v. CE-24, № 3, p. 247—261.
23. **Mourier G.** Photocoupleurs a «T. E. C.»: performances et application. — Toute l'Electronique, Oct., 1978, № 4, p. 87—90.

24. Miedaner H. H11F—ein neuer Optokoppler. — Elektronik J., 1979, № 5, S. 19—21.
25. **Берковская К. Ф. и др.** Оптоэлектронная пара светоднод — фототнрнстор — новый элемент радноэлектронной аппаратуры. — Мнкроэлектроннка/ Под ред. Ф. В. Лукнна. — М.: Сов. радно, 1971, вып. 4, с. 216—228.
26. **Земцов В. П.** н др. Тнристорный оптрон. — Прнборы н системы управления, 1977, № 12, с. 38.
27. **Курцин В. М., Савкин А. И.** Снловые оптоэлектронные прнборы. — Прнборы и снстемы управлення, 1977, № 12, с. 39.
28. **Гаршенин В. В. и др.** Оптоэлектронная пара на однопереходном фототранзнсторе. — Прнборы н снстемы управлення, 1977, № 12, с. 36.
29. **Дьяконов В. П., Циганков В. А., Экслер А. А.** Оптнческн управляемые лавннные полупроводннковые негатроны н оптроны на нх основе. — В кн.: Негатроны в вычислительной н измернтельной технике: Тезнсы докл. IV Всесоюз. конф. — Рнга: 1973, с. 241—244.
30. **Рывкин С. М.** Фотоэлектрическне явления. — М.: Фнзматгнз, 1963. — 496 с.
31. **Олеск А. О.** Фоторезисторы. — М.: Эиергня, 1966.
32. **Свечников С. В., Олексенко П. Ф.** Элементарные оптроны. — Полупроводниковые прнборы и их прнмененне/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1971, вып. 25, с. 226—245.
33. **Горохов В. П., Олеск А. О.** Резисторные оптроны. — Прнборы н снстемы управлення, 1979, № 7, с. 91—92.
34. **Вергунас Ф. И.** Пленочные элементы оптоэлектроникн. — Мнкроэлектроннка/ Под ред. Ф. В. Лукнна. — М.: Сов. радно, 1971, вып. 4, с. 190—203.
35. **Корнилов Б. В.** Фнзика электронно-дырочных переходов и полупроводннковых прнборов. — Л.: Наука, 1969, с. 319.
36. **Ходапп М.** Прнменение оптронов в лннейных схемах. — Электроннка, 1976, № 5, с. 33—40.
37. **Vettiger P.** Linear signal transmission with optocouplers. — IEEE J. Sol.-St. Circuits, 1977, June, p. 289—302.
38. **Ольшевски Б.** Дифференциальный оптрон — средство повышення лннейности н стабнльностн. — Электроника, 1978, № 2, с. 48—54.
39. **Носов Ю. Р., Степанова В. Н., Хазанкин Ю. П. и др.** Днфференцнальный днодный оптрон. — Электрон пром-сть, 1980, № 3, с. 24.
40. **Носов Ю. Р., Сидоров А. С.** Оптронные микросхемы: классифнкация, областн прнмененния, перспективы развнтня. — Электронная технука в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радно, 1978, вып. 10, с. 206—227.
41. **Горовой В. В., Носов Ю. Р., Степанова В. Н. н др.** Быстродействующая оптоэлектронная переключательная мнкросхема К249ЛП3. — Электронная промышленность, 1980, № 1, с. 46—47.
42. **Гаршении В. В., Турыгин В. С., Купцов Ю. Ф. и др.** Оптоэлектронное реле постоянного тока на основе запнраемых тиристоров. — Электрониая техннка. Сер. 2. Полупроводннковые приборы, 1973, вып. 4(76), с. 17—20.
43. **Гаршении В. В., Купцов Ю. Ф., Шипнлов В. И.** Оптоэлектронный одновнбратор — элемент автоматнкн со стабнльной временной задержкой. — Электронная техннка. Сер. 2. Полупроводниковые прнборы, 1977, № 6 (116), с. 68.

44. **Носов Ю. Р., Шилин В. А.** Полупроводниковые приборы с зарядовой связью. — М.: Сов. радио, 1976,—114 с.
45. **Мальцев В. А.** Многопороговые компараторы на оптронах. — Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1977, т. 20, № 5, с. 63—65.
46. **Носов Ю. Р.** Семинар по оптоэлектронике. — Приборы и системы управления, 1979, № 3, с. 46—47.
47. **Носов Ю. Р.** Волоконно-оптические линии фотонной связи. — Зарубежная радиоэлектроника, 1975, № 11, с. 54—75.
48. **Хиндин.** Что следует знать разработчикам о готовых волоконно-оптических линиях. — Электроника, 1978, № 26, с. 35—42.
49. **Вистинь Л. К., Полякова И. Ф., Удалов Н. П. и др.** Оптрон с управляемым оптическим каналом на жидком кристалле. — Приборы и системы управления, 1973, № 9.
50. **Удалов Н. П., Бусурин В. И., Пасынков В. И.** Измерительные устройства на основе оптрона с управляемым каналом одного вида. — Оптико-электрические приборы в системах контроля и управления, 1978, с. 109—114.
51. **Введение** в интегральную оптику/ Под ред. М. Барноски: Пер. с англ. М.: Мир, 1977.—367 с.
52. **Адирович Э. И., Ароиов Д. А., Вишневецкий А. Г. и др.** Регенеративный оптрон. — В кн.: Фотоэлектрические явления в полупроводниках и оптоэлектроника. — Ташкент: ФАН, 1972, с. 3—104.
53. **Свечников С. В.** Состояние и пути развития оптоэлектроники. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1970, т. XIII, № 4, с. 461—481.
54. **Мироненко А. Н., Носов Ю. Р.** Оптрон-индикатор — новый оптоэлектронный прибор. — Приборы и системы управления, 1980, № 6, с. 24.

Глава 3

ОПТРОН КАК ЭЛЕМЕНТ ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА

3.1. СХЕМОТЕХНИКА ОПТРОННЫХ КАСКАДОВ

Схемы управления светоизлучателями. При проектировании оптоэлектронных устройств различного типа и назначения стремятся несложными техническими средствами четко фиксировать и точно регулировать электрический режим и мощность излучения светодиодов. Такой контроль характеристик излучателей достигается с помощью высокоомных генераторов электрического тока [1].

Иллюстрируя этот несложный, но важный принцип, обратимся к диаграмме рис. 3.1,*а*. Непрерывной и штриховой линиями показаны две неодинаковые вольт-амперные характеристики (ВАХ) светодиодов; подобное различие ВАХ может быть связано с температурным или временны́м дрейфом, а также с технологическим разбросом характеристик однотипных светоизлучателей. Сравнивается стабильность двух способов возбуждения светодиодов от источника постоянного напряжения E: по цепи с линейным резистором (прямая *1*) и по цепи с существенно нелинейной ВАХ (кривая *2*), обладающей четко выраженным горизонтальным участком.

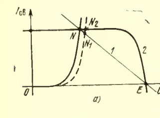
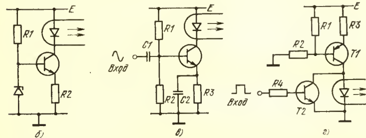


Рис. 3.1. Возбуждение светодиода по коллекторной цепи транзистора



Согласно рис. 3.1,*а* сдвиг рабочей точки светодиода по линии относительно низкоомной нагрузки (из положения N в N_1) связан с заметным спадом тока проводимости $I_{св}$, что, в свою очередь, вызывает снижение мощности излучаемого светового потока. В тех же условиях переход рабочей точки N в положение N_2 (по горизонтальной линии нагрузки) не приводит к заметному изменению тока проводимости и мощности излучения светодиода.

Существенно нелинейная ВАХ (с участком высокоомного дифференциального сопротивления) свойственна коллекторной цепи биполярного транзистора. Использование транзисторного каскада в качестве генератора

тока, возбуждающего светодиод, позволяет в значительной степени устранить влияние нестабильности электрических характеристик излучателя на мощность светового потока.

Транзисторная схема постоянного питания светодиода показана на рис. 3.1,*б*. Потенциал базы транзистора фиксирован на уровне $U_{б\ ст}$ кремниевым стабилитроном, действующим в области пробоя. Потенциал эмиттера транзистора $U_{э\ ст}=U_{б\ ст}-U_{бэ}$ также стабилизирован, поскольку относительно небольшое и достаточно постоянное падение напряжения $U_{бэ}$ на открытом эмиттерном переходе мало влияет на $U_{э\ ст}$. В таком каскаде эмиттерный $(I_{э\ ст}=U_{э\ ст}/R_2)$ и коллекторный $(I_{к\ ст}=AI_{э\ ст}+I_{к0})$ токи транзистора мало изменяются, что и гарантирует строго определенное и стабильное возбуждение светодиода.

Транзисторный каскад (рис. 3.1,*б*) удается эффективно использовать для постоянного питания n последовательно соединенных светодиодов. Важно, однако, учитывать, что суммарное падение напряжения на светодиодах, смещенных в прямом направлении, не должно превышать разности потенциалов источника питания E и базы $U_{б\ ст}$: $nU_{св}<E-U_{б\ ст}$, в противном случае транзистор окажется в режиме насыщения. Например, для питания пяти последовательно включенных светодиодов при $U_{св}=1{,}3$ В необходимо обеспечить постоянную разность потенциалов $E-U_{б\ ст}>6{,}5$ В.

Ток проводимости светодиода в схеме рис. 3.1,*в* также фиксирован по коллекторной цепи транзистора. Предусмотрена возможность изменения (модуляции) мощности излучения сигналами напряжения, поступающими на базу транзистора. Высокоомный токозадающий резистор *R3* шунтирован конденсатором *C2* значительной емкости и не влияет на эффективность модуляции светового потока.

В ключевой схеме, показанной на рис. 3.1,*г*, транзистор *T1* действует в качестве источника неизменного тока и при выключенном транзисторе *T2* стабильно питает светодиод. Воздействием входного сигнала положительной полярности транзистор *T2* переводится в режим насыщения и шунтирует светодиод; при этом мощность излучения резко ослабевает. Восстановление мощности светового потока достигается лишь по окончании входного сигнала.

Весьма простые каскады возбуждения светодиодов реализуются на основе полевых транзисторов. С равным успехом используются для этих целей полевые транзисторы с управляющим p—n-переходом (унитроны) и с изолированным затвором (МДП-транзисторы).

В схеме постоянного возбуждения излучателя (рис. 3.2,*а*), построенной на полевом транзисторе, рабочая точка N транзистора фиксируется на пологом участке ВАХ (рис. 3.2,*б*). Такой режим обеспечивается,

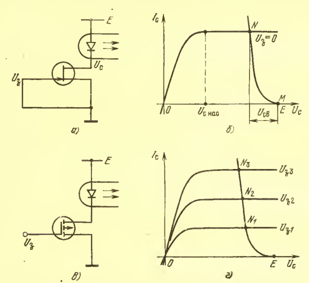


Рис. 3.2. Возбуждение светодиодов полевыми транзисторами

если напряжение питания каскада $E > U_{с\,нас} + U_{св}$, где $U_{с\,нас}$ — напряжение на стоке транзисторе, при котором наступает насыщение тока $I_с$, а $U_{св}$ — падение напряжения на светодиоде. Ток проводимости $I_{св}$ светодиода в схеме рис. 3.2,*а* однозначно определяется ВАХ полевого транзистора (при $U_з=0$). Уменьшение тока $I_{св}$ можно получить, подавая на затвор полевого транзистора отрицательный потенциал $U_з$.

В значительной степени аналогично строится и действует каскад управления светодиодом на МДП-транзисторе с индуцированным каналом n-типа (рис. 3.2,*в*). И в этом случае рабочую точку транзистора фиксируют

в пологой (пентодной) области ВАХ. Ток проводимости светодиода регулируется положительным потенциалом $U_з$; на рис. 3.2,г $U_{з1} < U_{з2} < U_{з3}$.

Рассмотренные схемы и диаграммы (рис. 3.1, 3.2) наглядно иллюстрируют существенные особенности стабильного питания и эффективного возбуждения светодиодов. Однако рациональная схемотехника управления светоизлучателями в целом шире, разнообразнее и далеко не исчерпывается приведенными примерами. Выбор оптимальной схемы управления в значительной степени зависит от конкретных условий, в которых используется светоизлучатель.

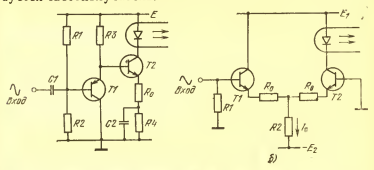


Рис. 3.3. Линейные модуляторы светового потока

В линейных оптоэлектронных усилителях, в частности, важно обеспечить эффективную модуляцию светового потока, строго пропорциональную уровню входного (модулирующего) сигнала $e_г(t)$.

В линейном модуляторе светового потока, построенном по схеме рис. 3.3,*а*, входной транзистор *T1* действует в качестве эмиттерного повторителя, а генератором тока, непосредственно возбуждающим светодиод, служит каскад на транзисторе *T2*.

Конкретный вариант ($R_1 = R_3 = 200$ Ом, $R_2 = 100$ Ом, $R_0 = 4$ Ом) схемы линейного модулятора, подобной схеме на рис. 3.3,*а* (но без вспомогательной цепи *C2—R4*), описан в работе [2]. По экспериментальным данным, глубина модуляции света в таком устройстве составляет 80% в диапазоне частот от 30 Гц до 250 кГц.

Гальваническая связь с источником входных сигналов и, как следствие, возможность управления светоизлучением по цепи постоянного тока реализуются с по-

мощью линейного дифференциального усилителя (рис. 3.3,*б*). Достоинством такой схемы, построенной на однотипных транзисторах с идентичными ВАХ, является высокая временна́я и температурная стабильность электрического режима. При хорошо симметрированных эмиттерных цепях транзисторов даже существенное изменение разности потенциалов на эмиттерных *p*—*n*-переходах (связанное, например, с большим повышением

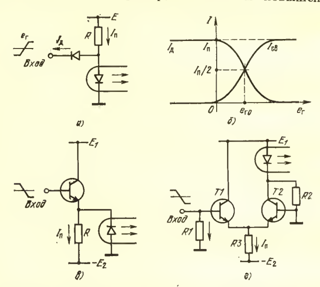


Рис. 3.4. Переключатели тока для возбуждения светодиодов

температуры) мало влияет на статические уровни эмиттерных токов (постоянно равные $I_п/2$). Стабилен и статический ток светодиода, фиксированный в схеме рис. 3.3,*б* на уровне $AI_п/2$.

В режиме переключения светодиод действует в одном из двух состояний: выключенный излучатель не создает светового потока, включенный — интенсивно излучает. Резкое изменение электрического состояния светодиода достигается в диодных и транзисторных переключателях тока (рис. 3.4).

Если входное напряжение $e_г$ в схеме рис. 3.4,*а* фиксируется на отрицательном уровне, то диод открыт и ток $I_п$ ответвляется в цепь управления, минуя светодиод.

При повышении уровня $e_г$ электрическая проводимость диода уменьшается и ток питания $I_п$ переключается в цепь со светодиодом. Взаимодействие диодов наглядно иллюстрируется диаграммой на рис. 3.4,*б*. Кривые на этом рисунке вычерчены для типичного сочетания кремниевый диод — арсенидогаллиевый светодиод, причем учитывается, что порог по напряжению кремниевого прибора на 0,5 ... 0,7 В меньше, чем порог прибора из арсенида галлия. Эта разность пороговых напряжений определяет сдвиг вправо граничного уровня $e_{г0}$, при котором токи диодов выравниваются.

Отметим достоинства диодного переключателя: высокую чувствительность к входным сигналам напряжения и четко фиксированный (на уровне, близком к $I_п$) ток проводимости излучающего светодиода. Важно, однако, учитывать, что диодная схема (рис. 3.4,*а*) не усиливает ток, поэтому источник управления при выключении светодиода должен создавать во входной цепи значительный ток $I_д \approx I_п$ (рис. 3.4,*б*).

Потребление энергии по каналу управления резко снижается в схеме с входным транзистором (рис. 3.4,*в*). Максимальный ток базы транзистора (при выключенном светодиоде) не превышает $I_п/(1+B)$ и, таким образом, оказывается в десятки раз меньше максимального входного тока в однотипном диодном переключателе (рис. 3.4,*а*).

В схеме, представленной на рис. 3.4,*г*, управление светодиодом осуществляется переключателем тока $I_п$, построенным на биполярных транзисторах *T1*, *T2*. Если входной потенциал фиксирован на положительном уровне 0,5 ... 1 В, ток $I_п$ отбирается из эмиттерной цепи открытого транзистора *T1*, а токи проводимости транзистора *T2* и светодиода незначительны. Переключение тока $I_п$ в эмиттерную цепь транзистора *T2* и возбуждение светодиода достигается снижением входного потенциала до отрицательного уровня, —(0,5 ... 1) В. Ток излучающего светодиода в схеме рис. 3.4,*г* фиксируется на стабильном уровне, близком к $I_п$. К тому же в высокоомной коллекторной цепи транзистора *T2* технологический разброс и температурный дрейф ВАХ светодиода не влияют на ток проводимости излучателя.

Высокоомный резистор *R2* фиксирует в схеме рис. 3.4,*г* ток проводимости выключенного светодиода на невысоком, но четко определенном уровне; тем самым

«гасится» дрейф рабочей точки светодиода, связанный, в первую очередь, со значительными (технологическими и температурными) колебаниями коллекторного тока закрытого транзистора *T2*.

Фотоприемники в электронных схемах. Характеристики и свойства фотоприемников достаточно специфичны, поэтому схемотехника согласования фотоприемников с электронными приборами и устройствами заслуживает **особого внимания.**

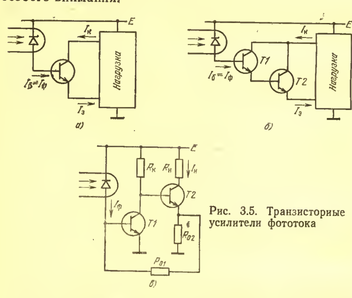


Рис. 3.5. Транзисторные усилители фототока

Ток проводимости $I_ф$ фотодиода, действующего в оптопаре со светодиодом, относительно невелик. Если ток проводимости светодиода $I_{св}$ фиксируется на уровне 10 мА, то фототок при коэффициенте преобразования $K_I=1 \ldots 2\%$, типичном для серийных оптронов, достигает лишь 0,1 ... 0,2 мА. Поэтому успешное применение диодных оптронов связано, как правило, с усилением фототока. Эффективными усилителями тока фотодиодов являются транзисторные каскады, управляемые по базовым цепям (рис. 3.5).

При появлении фототока $I_ф$ в управляющей цепи биполярного транзистора (рис. 3.5,*а*) возникает значительный коллекторный ток $I_к=BI_ф$, в десятки раз превышающий уровень $I_ф$. По эмиттерной цепи транзистора ток освещенного фотодиода усиливается в $B+1$ раз.

В этом плане коллекторный (в схеме с общим эмиттером) и эмиттерный (в схеме с общим коллектором) выходы транзисторного усилителя фототока практически равноценны.

Распространение получили также усилители фототока, построенные на двух транзисторах (рис. 3.5,*б*). Комбинация транзисторов, соединенных по схеме Дарлингтона, действует подобно одиночному транзистору; однако коэффициент усиления по току такого комбинированного (составного) транзистора оценивается произведением коэффициентов усиления отдельных транзисторов $B_{сост}=B_1+B_2+B_1B_2\approx B_1B_2$ и достигает весьма значительной величины (1000 ... 5000). Следует все же учитывать, что коэффициенты усиления по току даже однотипных биполярных транзисторов различаются в 5 ... ... 10 раз, а коэффициент $B_{сост}$ является крайне нестабильным техническим показателем и, как правило, не ограничивается сверху (по максимуму). Поэтому пропорциональное, четко определенное усиление фототока $I_ф$ в схеме рис. 3.5,*б* обычно не планируется, а основной технической задачей является насыщение транзисторов при освещении фотодиода, что характерно для существенно нелинейных (ключевых) устройств с оптическим управлением.

Если составной транзисторный ключ с входным фотодиодом (рис. 3.5,*б*) коммутирует цепь нагрузки с электрическим сопротивлением $R_н$, то управляющий фототок должен превышать $I_ф=E/(B_{сост}R_н)$. Например, при $E=10$ В, $B_1=B_2=30$ надежная коммутация цепи с сопротивлением $R_н=200$ Ом достигается сравнительно небольшим фототоком ($I_ф\geqslant 52$ мкА).

Если основным техническим фактором, определяющим качество электронного устройства, является линейное (строго пропорциональное) усиление фототока $I_ф$, то применяются транзисторные секции с четко определенным и стабильным коэффициентом усиления по току. Распространение получила схема двухкаскадного усилителя фототока (рис. 3.5,*в*), построенная на биполярных транзисторах *T1* и *T2*. Транзисторная секция охвачена отрицательной обратной связью по току, которая действует по цепи R_{01}—R_{02}. Выходной сигнал тока $I_н$ формируется в цепи с низкоомным резистором $R_н$.

Если сопротивление коллекторного резистора $R_к$ (рис. 3.5,*в*) достаточно высокоомно и не оказывает заметного влияния на взаимо-

действие транзисторов $T1$ и $T2$, то коэффициент усиления по току секции, не охваченной отрицательной обратной связью, $K_I \to \beta_1(1+\beta_2)$ определяется усилительными возможностями транзистора $T1$ (по коллекторной цепи) и транзистора $T2$ (по эмиттерной цепи). Входное сопротивление секции без отрицательной обратной связи $R_{вх}=r_{б1}+(1+\beta_1)r_{э1}$ зависит от дифференциальных параметров (сопротивления базы $r_{б1}$, сопротивления эмиттерного p—n-перехода $r_{э1}$, коэффициента усиления по току β_1) транзистора $T1$. Коэффициент отрицательной обратной связи по току $\gamma_{ос}=R_{02}/(R_{01}+R_{02})$.

При достаточно глубокой обратной связи $K_I\gamma_{ос}\gg 1$ транзисторная секция (рис. 3.5,*в*) обеспечивает стабильное усиление фототока с коэффициентом

$$K_{I\,ос}=1+R_{01}/R_{02}. \qquad (3.1а)$$

Типичные значения $K_{I\,ос}=10\ \dots\ 30$. Входное сопротивление секции

$$R_{вх\ ос}=K_{I\,ос}R_{вх}/K_I \qquad (3.1б)$$

невелико. В типичном варианте ($r_{б1}=100$ Ом, $r_{э1}=10$ Ом, $\beta_1=\beta_2=30$, $K_{I\,ос}=20$) получаем согласно (3.1б), что $R_{вх\ ос}=9$ Ом.

Фотодиод при низкоомной нагрузке действует в линейном режиме. Поэтому в схеме рис. 3.5,*в* уровень фототока $I_ф$ пропорционален мощности регистрируемого светового потока, а выходной ток оптоэлектронного устройства равен $I_н = I_{н\,[I_ф=0]} - K_{I\,ос}I_ф$.

Принципы эффективного согласования фотодиодов и фототранзисторов с электронными устройствами во многом сходны. Поэтому использование промежуточных транзисторных усилителей фототока (по схемам рис. 3.5) активно практикуется и в фототранзисторной технике. Следует лишь учитывать, что выходные токи фототранзисторов в оптопарах существенно (в десятки раз) превышают) при одинаковых условиях облучения) токи фотодиодов. Отмеченная особенность позволяет ослабить требования к усилительным возможностям выходных каскадов и секций в устройствах с фототранзисторами. Например, схема на рис. 3.6,*а*, содержащая фототранзистор и один биполярный транзистор, способна осуществлять преобразование мощности светового потока в электрический ток $I_н$ так же эффективно, как и более сложная (по числу компонентов) схема с фотодиодом (рис. 3.5,*б*).

Полезными техническими свойствами обладают схемные комбинации фототранзистора и линейного транзисторного каскада с общей базой, непрактичные для фотодиодных устройств. Варианты таких схем представлены на рис. 3.6,*б* и *в*. Биполярные транзисторы в рассматриваемых устройствах фиксированы в нормальном активном режиме; поэтому непосредственной нагрузкой

фототранзисторов оказываются весьма низкоомные входные цепи каскадов с общей базой. Таким образом, фототранзисторы в схемах рис. 3.6,*б* и *в* также не выходят за рамки нормального активного режима и эффективно реагируют на изменения мощности светового потока. Ток в цепи нагрузки каскада (рис. 3.6,*б*) $I_н = A(I_п + I_ф)$; выходной ток каскада (рис. 3.6,*в*) $I_н = A(I_п - I_ф)$.

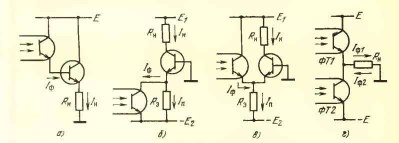


Рис. 3.6. Схемотехника фототранзисторных каскадов

Схемы с каскодным соединением фототранзисторов широко используются и в существенно нелинейной (ключевой) и в линейной (аналоговой) оптоэлектронной технике. Один из распространенных вариантов каскодной фототранзисторной схемы показан на рис. 3.6,*г*. Ток в цепи нагрузки $I_н$ определяется разностью фототоков $I_{ф1}$ и $I_{ф2}$. Поэтому синфазные (временны́е, температурные) изменения этих токов мало влияют на выходной сигнал устройства; взаимно компенсируются темновые токи однотипных фототранзисторов. В тех же условиях полезные изменения фототоков $I_{ф1}$ и $I_{ф2}$, связанные с парафазными колебаниями мощности регистрируемых световых потоков, выделяются в цепи нагрузки каскодной фототранзисторной схемы (рис. 3.6,*г*) без потерь.

Рассматриваемое устройство экономично, обладает значительным динамическим диапазоном, эффективно действует даже при низкоомной нагрузке $R_н$. Отмеченные достоинства особенно важны для мощных выходных усилителей и преобразователей сигналов с оптическими каналами управления.

Нестандартным оказывается взаимодействие фотоприемников с полевыми транзисторами. Входное сопротивление транзисторных каскадов, управляемых по затвору, очень велико. Такие каскады практически не по-

требляют фототока, а реагируют на изменения разности потенциалов на фотоприемнике.

В схеме, представленной на рис. 3.7,*а*, фотодиод воздействует на полевой транзистор. Если фототок $I_ф$ отсутствует, то напряжение на затворе $U_з$ фиксировано на отрицательном уровне — E_2 и ток стока $I_с$ невелик (см. состояние *1* на рис. 3.7,*б*). Фототок освещенного диода повышает напряжение на затворе полевого транзистора; одновременно существенно возрастает ток $I_с$ в цепи нагрузки $R_н$ (см. состояние *2* на рис. 3.7,*б*). Все же, из-за

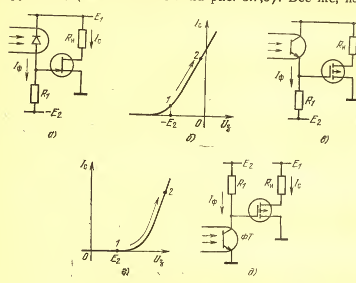


Рис. 3.7. Фотоприемники в каскадах с полевыми транзисторами

небольшого K_I диодного оптрона, выходной ток $I_с$ в каскаде на рис. 3.7,*а*, как правило, заметно меньше входного тока $I_{св}$, возбуждающего светодиод оптрона.

Более эффективным (благодаря значительному K_I) оказывается воздействие светодиода на полевой транзистор по каналу с фототранзистором. Каскад, показанный на рис. 3.7,*в*, построен на МДП-транзисторе. Положительный потенциал E_2 позволяет фиксировать рабочую точку МДП-транзистора вблизи порога отпирания (рис. 3.7,*г*). Освещенный фототранзистор повышает потенциал затвора и, таким образом, создает в цепи стока значительный ток $I_с$.

В схеме рис. 3.7,*д* потенциал E_2 заметно превышает пороговое напряжение U_0 МДП-транзистора. Освещенный фототранзистор уменьшает ток I_c, а при фототоке $I_ф > (E_2 - U_0)/R_1$ выключает МДП-транзистор полностью.

Тиристорные оптроны успешно применяются для бесконтактного (оптического) управления достаточно мощными (силовыми) электрическими цепями постоянного и переменного тока, что предъявляет специфические требования к схемотехнике фототиристорных каскадов. К разряду важнейших технических ограничений относятся предельно допустимые эксплуатационные характеристики фототиристоров (максимальные значения коммутируемых напряжений и токов, максимальная рассеиваемая мощность).

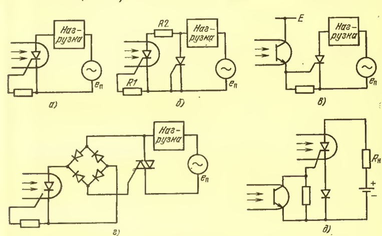


Рис. 3.8. Тиристорные каскады с оптическими каналами управления

В низковольтных преобразователях малой и средней мощности фототиристоры способны непосредственно коммутировать цепи нагрузки (рис. 3.8,*а*). В высоковольтных преобразователях большой мощности фотоприемникам целесообразно отводить лишь функции управления, а для коммутации электрических цепей нагрузки использовать мощные тиристоры с электрическими связями. В устройстве, показанном на рис. 3.8,*б*, фототиристор управляет более мощным тиристором. В схеме, показанной на рис. 3.8,*в*, переключение тиристора по опти-

ческому каналу достигается с помощью фототранзистора. Оптоэлектронная схема, представленная на рис. 3.8,*г*, содержит управляющий фототиристор малой или средней мощности, мостовой диодный преобразователь и мощный выходной переключатель — триак.

Фототиристоры эффективно коммутируют электрические цепи, соединенные с источниками постоянного напряжения питания *E*. Включение достигается освещением фотоприемника. Выключение фототиристора по оптическому каналу затруднительно: даже будучи затемненным фототиристор сохраняет проводящее состояние.

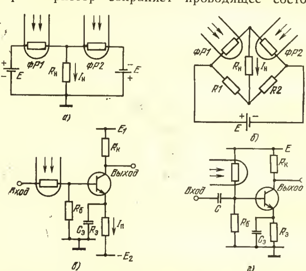


Рис. 3.9. Фоторезисторы в электронных схемах

В схеме на рис. 3.8,*д* выключение фототиристора обеспечивается по управляющему электроду с помощью фототранзистора. Нормально закрытый (затемненный) фототранзистор при освещении переходит в режим насыщения и закорачивает управляющий электрод фототиристора на шину нулевого потенциала. Тем самым нарушается внутренняя положительная обратная связь в тиристорной структуре и достигается выключение фототиристора.

Отметим также, что в оптронном переключателе серии К295КТ1, предназначенном для коммутации цепей постоянного тока, выключение выходного фототиристора

по управляющему электроду обеспечивается дополнительным тиристорным оптроном.

Схемотехника рационального сочетания фоторезисторов с электронными компонентами и устройствами в значительной степени стабилизировалась. Заметное предпочтение отдается дифференциальным и мостовым схемам соединения однотипных фотоприемников. В таких схемах эффективно компенсируются ложные изменения фототоков, связанные в первую очередь с температурной нестабильностью и временны́м дрейфом фотосопротивлений; вместе с тем полезные фотосигналы, отражающие воздействие управляющих световых потоков, формируются в цепях нагрузки без заметных потерь.

Дифференциальная схема с фоторезисторами *ФР1* и *ФР2* представлена на рис. 3.9,*а*. Ток в цепи нагрузки $R_н$ определяется очевидным соотношением

$$I_н = \frac{R_{ф2} - R_{ф1}}{R_{ф1}R_{ф2} + R_{ф1}R_н + R_{ф2}R_н} E.$$

Если в статическом режиме (без воздействия управляющих оптических сигналов) фотосопротивления $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ одинаковы, то выходной ток $I_н=0$. «Дрейф нуля» $I_н$ незначителен при одинаковых температурных и временны́х изменениях фотосопротивлений.

Полезный (выходной) сигнал тока в цепи нагрузки $R_н$ появляется, если световые потоки, освещающие фоторезисторы, модулируются по мощности в противофазе. Активно используется и другой вариант оптического управления каскадом (рис. 3.9,*а*): существенно изменяется освещенность одного из фоторезисторов, другой — освещается стабильным световым потоком и, таким образом, играет роль эталонного или вспомогательного (компенсирующего).

В мостовой схеме, показанной на рис. 3.9,*б*, два смежных плеча содержат фоторезисторы *ФР1* и *ФР2*. Выходным сигналом, отражающим реакцию моста на оптические воздействия, является ток $I_н$ в диагонали с резистором нагрузки $R_н$. Уровень тока определяется соотношением

$$I_н = \frac{R_{ф2}R_4 - R_{ф1}R_3}{R_{ф1}R_{ф2}(R_3+R_4) + R_3R_4(R_{ф1}+R_{ф2}) + R_н(R_{ф1}+R_{ф2})(R_3+R_4)} E.$$

Если $R_{ф1}/R_{ф2}=R_4/R_3$, то $I_н=0$ (мост уравновешен). Равновесие моста сохраняется в течение длительного времени даже при заметном изменении внешних условий, если

фотосопротивления $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ изменяются в равной степени. Вместе с тем мостовая схема весьма чувствительна к парафазным изменениям фотосопротивлений, связанным с действием оптических сигналов.

Достаточно часто фоторезисторы используются как элементы бесконтактного (оптического) контроля или регулирования параметров и режима электронных приборов и устройств. Особенности такого применения фоторезисторов иллюстрируем на примере каскадов с биполярными транзисторами. В схемном варианте рис. 3.9,*в* изменение фотосопротивления в цепи входного сигнала позволяет контролировать и регулировать коэффициент усиления транзисторного каскада. В случае, представленном на рис. 3.9,*г*, использование фоторезистора дает возможность перестраивать статический режим транзисторной схемы.

3.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЖИМА ОПТРОНОВ

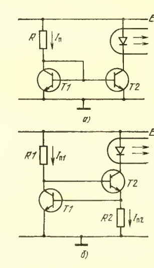
Даже в статическом режиме (без воздействия управляющих сигналов) электрическое состояние любого оптоэлектронного устройства непрерывно изменяется. Относительно медленный сдвиг рабочей точки устройства связан с временным дрейфом и температурными изменениями характеристик оптронов и других компонентов схемы. Возможны и резкие значительные нарушения режима устройства, обусловленные нестабильностью напряжения питания, большими электрическими перегрузками. При замене однотипных приборов проявляется технологическое различие (разброс) их параметров и характеристик, что также приводит к изменению электрического состояния устройства.

Задачи стабилизации электрического режима оптронов возникают при проектировании оптоэлектронных устройств любого класса и назначения. Такая стабилизация в значительной степени гарантирует высокое качество работы устройства в различных эксплуатационных условиях и заметно облегчает прогнозирование и расчет показателей качества. Лишь тщательно стабилизированное оптоэлектронное устройство надежно застраховано от губительного воздействия больших электрических перегрузок.

Разрабатывая приемы и схемы стабилизации режима оптронов, необходимо учитывать, что подобные техниче-

ские задачи для полупроводниковых приборов с электрическим управлением решены достаточно полно и детально. Однако стабилизация режима по оптическим каналам является новым техническим приемом, не имеющим аналогов в полупроводниковой электронике.

На рис. 3.10 представлены транзисторные схемы стабильного питания светодиодов. Компактный источник тока (рис. 3.10,*а*) строится по аналогии с известными схемными конфигурациями типа «отражатели тока». Стабильность таких схемных конфигураций, реализуемых по интегральной технологии, основана на идентичности параметров одинаковых по геометрии транзисторов, расположенных на подложке в непосредственной близости.



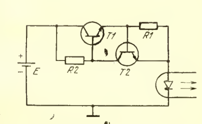


Рис. 3.10. Стабилизированные схемы постоянного питания светодиодов

Анализ схемы рис. 3.10,*а* в первом приближении несложен. Потенциалы баз транзисторов *T1* и *T2* одинаковы. Если транзисторы обладают идентичными характеристиками, то одинаковы и их базовые токи $I_б$. Уровень $I_б=I_п/(B+2)$ зависит от тока $I_п$ в коллекторной цепи транзистора *T1* и от коэффициента усиления базового тока *B* этого транзистора. Ток проводимости светодиода фиксируется на уровне $I_{св}=B/(B+2)I_п$. Поскольку $B\gg1$, ток $I_{св}\approx I_п$ мало зависит от коэффициентов *B*, чем и объясняется стабильность возбуждения светодиода в рассматриваемой схеме.

Если характеристики транзисторов существенно различаются (что типично, например, для дискретных при-

боров), то применение схемы рис. 3.10,*а* малоэффективно. В таких случаях лучшими техническими показателями обладает транзисторный стабилизатор тока [2], построенный по схеме рис. 3.10,*б*. Оба транзистора схемы действуют в нормальном активном режиме. Падение напряжения на эмиттерных *p*—*n*-переходах, смещенных в прямом направлении, четко определено и мало изменяется (например, для кремниевых приборов разность потенциалов $U_{бэ}$ близка к 0,6 В). Поэтому фиксированы и токи $I_{п1}$ и $I_{п2}$ в цепях с резисторами *R1* и *R2*. Анализируя статическое распределение токов в схеме на рис. 3.10,*б*, несложно показать, что уровень коллекторного тока, возбуждающего светодиод, определяется соотношением $I_{св}=A_2(I_{п2}+I_{п1}/B_1)$; здесь коэффициенты *A* и *B* оценивают (как обычно) интегральные изменения коллекторного тока при управлении по эмиттерной и базовой цепям. Поскольку $B_1 \gg 1$, световой поток в схеме рис. 3.10,*в* стимулируется определенным и фиксированным током $I_{св} \approx A_2 I_{п2}$.

Стабилизирующим фактором в устройстве по схеме рис. 3.10,*б* является отрицательная обратная связь, действующая по базовым цепям транзисторов. Например, возможное увеличение тока $I_{п2}$ и повышение уровня $I_{св}$ приводит к увеличению потенциала базы транзистора *T1*. Коллекторный ток этого транзистора возрастает, а базовый ток транзистора *T2*, уменьшаясь, «гасит» начальную нестабильность тока светодиода.

Стабилизированный источник тока для постоянного питания светодиода [3] строится по схеме (рис. 3.10,*в*) известного стабилизатора напряжения с последовательно включенным регулирующим элементом. Датчиком возможных колебаний тока питания служит резистор *R1*, определяющий разность потенциалов между базой и эмиттером транзистора *T2*. Если напряжение *E* возрастает, то увеличивается падение напряжения на резисторе *R1*. Уровень коллекторного тока транзистора *T2* повышается, что, в свою очередь, уменьшает эмиттерный и коллекторный токи регулирующего транзистора *T1*. Разность потенциалов на коллекторном переходе транзистора *T1* возрастает и компенсирует начальное повышение напряжения питания *E*. Ток проводимости светодиода в итоге процесса стабилизации заметно не изменяется.

Во многих практических случаях важно предусмо-

треть эффективную защиту излучателя от возможных электрических перегрузок. Несложной, но полезной технической мерой, надежно предохраняющей излучатель от пробоя, является включение низковольтного (германиевого или кремниевого) диода параллельно, но встречно светодиоду (рис. 3.11,*а*). При воздействии отрицательной полуволны входного напряжения $e_г(t)$ диод отпирается и фиксирует обратное напряжение светодиода в допустимых пределах — (0,3 ... 0,6 В).

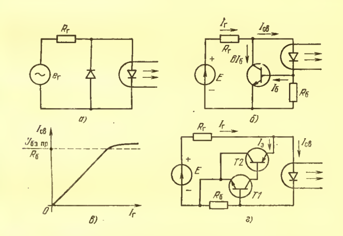


Рис. 3.11. Схемы защиты светодиодов от электрических перегрузок

Ограничение максимального тока в цепи со светодиодом эффективно осуществляется с помощью несложных транзисторных каскадов [3, 4]. В схеме, показанной на рис. 3.11,*б*, параллельно светодиоду включена цепь коллектор — база биполярного транзистора. Разность потенциалов на управляющем (эмиттерном) переходе транзистора зависит от уровня тока проводимости $I_{св}$ излучателя.

Если положительная разность потенциалов на резисторе $R_б$ не достигает порога по напряжению $U_{бэ\,пр}$ ВАХ эмиттерного *p*—*n*-перехода, то транзистор закрыт и не влияет на распределение входного тока $I_г$. При высоком уровне $I_{св}(>U_{бэ\,пр}/R_б)$ появляется базовый ток $I_б$ транзистора, а вместе с ним и коллекторный ток $I_к=BI_б$,

отбирающий часть входного тока $I_г$ в цепь с транзистором.

В этом режиме изменение $\Delta I_{св}$ тока светодиода в зависимости от изменения $\Delta I_г$ входного тока определяется соотношением $\Delta I_{св} = \Delta I_г / (1 + \gamma B)$, коэффициент $\gamma = R_б / (R_б + R_{вх})$ включает входное сопротивление транзисторного каскада по цепи база — эмиттер. Если $R_{вх} \ll R_б$, то $\gamma \to 1$ и ограничение тока проводимости $I_{св}$ наиболее эффективно: $\Delta I_{св} = \Delta I_г / (1 + B)$ (рис. 3.11,*в*).

В схеме, представленной на рис. 3.11,*г*, функции ограничителя тока в цепи с излучателем выполняет составной каскад, построенный на транзисторах *T1* и *T2*. Электрическая защита светодиода в этом случае действует так же, как в уже рассмотренном варианте (рис. 3.11,*б*); однако ток проводимости фиксируется на уровне $U_{бэ\,1\,пр}/R_б$ более четко. Если транзисторы *T1* и *T2* отпираются, то при высокоомном резисторе $R_б$ изменение тока $I_{св}$ весьма невелико: $\Delta I_{св} = \Delta I_г / [1 + B_1(1 + B_2)] \ll \Delta I_г$.

Схемы стабилизации электрического режима фотоприемников частично представлены ранее (в § 3.1), отметим каскады с низкоомной нагрузкой фотодиодов и фототранзисторов, где разность потенциалов на фотоприемнике мало изменяется в широком диапазоне управляющих сигналов. Следует, конечно, учитывать, что статическое положение рабочей точки фотоприемника в таких каскадах четко фиксировано, только если напряжение питания E каскада стабильно.

В оптоэлектронных устройствах с относительно высокоомной нагрузкой определенные трудности возникают при стабилизации электрического режима фототранзисторов с «плавающей» базой, не имеющей электрического соединения с шиной фиксированного потенциала. Коллекторный ток неосвещенного фототранзистора $I^*_{к0} = (1 + B) I_{к0}$ в десятки раз превышает обратный (тепловой) ток $I_{к0}$ коллекторного p—n-перехода и с увеличением температуры существенно влияет на электрическое состояние фототранзисторного каскада.

Если потенциал базы фототранзистора удается фиксировать, то положение его рабочей точки резко стабилизируется. В известной схеме (рис. 3.12,*а*) уровень потенциала базы определяется сопротивлением резисторов *R3* и *R4*, эмиттерный и коллекторный фототоки в статическом режиме ограничиваются резистором *R5*.

Положение рабочей точки фотоприемника в оптронной схеме рис. 3.12,*а* хорошо стабилизировано, если $R_3 \| R_4 \lessapprox R_5$.

В ключевой схеме с общим эмиттером стабилизацию электрического режима фототранзистора несложно обес-

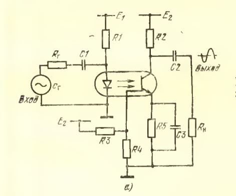


Рис. 3.12. Стабилизация электрического режима фототранзисторов

печить [5], используя в базовой цепи один резистор $R_б$ (рис. 3.12,*б*). Эффект введения $R_б$ наглядно иллюстрируется диаграммой на рис. 3.12,*в*, где представлены

зависимость коллекторного тока $I_к$ неосвещенного фототранзистора от разности потенциалов $U_{бэ}$ на эмиттерном p—n-переходе, а также две зависимости базового тока $I_б(U_{бэ})$ — одна для неосвещенного фототранзистора, а другая (сдвинутая по оси ординат вниз на величину фототока $I_ф$) для освещенного прибора. Здесь же вычерчена прямая линия статической нагрузки эмиттерного перехода $I_{R_б} = -U_{бэ}/R_б$, отражающая отбор базового тока в цепь с резистором $R_б$ по мере повышения потенциала $U_{бэ}$.

Если фототранзистор не освещен, то благодаря резистору $R_б$ потенциал $U_{бэ}$ фиксирован на невысоком уровне, базовый ток $I_б$ (в точке M) равен $-I_{к0}$, коллекторный ток $I_к$ (в точке M') близок к минимальному уровню $+I_{к0}$, что в совокупности и обеспечивает стабильность электрического состояния каскада.

При освещении фототранзистора рабочая точка M сдвигается в положение N (рис. 3.12,*в*). Потенциал базы повышается до уровня $U_{бэN}$, что заметно увеличивает отбор фототока $I_ф$ в цепь с резистором $R_б$. Отмеченные потери несущественны, если $U_{бэN}/R_б \ll I_ф$. В свою очередь, стабилизация рабочей точки оказывается эффективной, если $I_{к0}R_б \ll U_{бэN}$. Оба представленных условия можно уверенно выполнить при $I_ф \gg I_{к0}$; лишь в этом случае стабилизация режима фототранзистора по схеме рис. 3.12,*б* не связана с существенным уменьшением усилительных возможностей каскада.

В более общих случаях вопросы стабилизации электрического режима фотоприемников, особенно существенные для аналоговых оптоэлектронных устройств, успешно решаются введением специальных каналов отрицательных обратных связей. В схеме, представленной на рис. 3.12,*г*, стабилизация статических токов оптоэлектронного каскада обеспечивается благодаря глубокой обратной связи, действующей между эмиттером и базой фототранзистора [6]. Относительно медленные (например, температурные) изменения эмиттерного потенциала усиливаются секцией *У* и, поступая уже в противофазе на базу фототранзистора, «подавляют» предполагаемые колебания статического режима. На коэффициент усиления переменного сигнала, поступающего по оптическому каналу с частотой 5 кГц, цепи отрицательной обратной связи, шунтированные конденсаторами *C1* и *C2* значительной емкости, не влияют.

Определенные технические трудности возникают обычно при стабилизации статического режима оптронов с составными фототранзисторами. Практическую ценность в этом плане представляет схема стабилизации [7], показанная на рис. 3.13,*а*. Дополнительное усиление эмиттерного тока транзистора *T1* может быть обеспечено транзистором *T2*. Однако в статическом состоянии (при невозбужденном оптроне *ОТ*) транзистор *T2* бездействует. В этом режиме транзистор *T3* насыщен

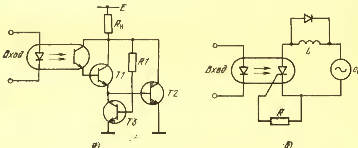


Рис. 3.13. Фотоприемники в силовых электрических цепях

по цепи с резистором *R1* и надежно закорачивает эмиттерный *p—n*-переход транзистора *T2*. Поскольку эмиттерный ток закрытого транзистора *T1* весьма невелик, насыщение транзистора *T3* устойчиво сохраняется в широком температурном диапазоне.

Ситуация резко изменяется при освещении фототранзистора. Эмиттерный ток транзистора *T1* существенно возрастает, транзистор *T3* быстро выходит из режима насыщения и усилительные возможности транзистора *T2* полностью восстанавливаются. По данным [7], рассматриваемая схема сохраняет работоспособность до 100°С.

Значительные электрические перегрузки испытывают фототиристоры, действующие в высоковольтных преобразователях напряжения. Особенно опасным оказывается режим, в котором тиристорные оптроны коммутируют индуктивную нагрузку. При выключении фототиристора в цепи с индуктивностью возникает ЭДС самоиндукции, препятствующая спаду тока. На этой стадии переходных процессов напряжение на аноде фототиристора может существенно превышать напряжение $e_п$ (рис. 3.13,*б*). Защита фототиристора от подобных перегрузок осуществляется полупроводниковым диодом, шунтирующим индуктивную нагрузку.

3.3. МОДЕЛИ И СХЕМЫ БЫСТРОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ МАЛОИНЕРЦИОННЫХ ОПТРОНОВ

К малоинерционным оптронам можно с достаточным основанием отнести лишь оптопару светодиод — фотодиод. Высокими динамическими показателями обладают светодиоды с арсенидогаллиевой гетероструктурой. В качестве малоинерционных фотоприемников успешно используются $p—i—n$-фотодиоды. Вместе с тем резисторным оптронам из-за существенной инерционности фоторезисторов свойственно невысокое быстродействие. Фототранзисторы и фототиристоры также заметно уступают по быстродействию однотипным приборам с электрическим управлением.

В дальнейшем изложении станут очевидными естественные параллели между транзисторными оптронами и диодными оптронами с транзисторными усилителями фототока. На первых порах, однако, основное внимание уделяется быстродействующим ключевым элементам с малоинерционными диодными оптронами.

Детальная картина развития переходных процессов в структуре диодного оптрона, связанная с многими электрофизическими и оптическими факторами, оказывается весьма сложной. Целесообразно, однако, учитывать, что с позиций разработчика быстродействующей оптронной техники принципиально важное значение имеют лишь немногие (существенные) статические и динамические свойства оптронов; другие характеристики и зависимости являются частными, второстепенными, незначительными и могут быть исключены или нивелированы без заметного ущерба для дела. Такой рациональный (в известном смысле технический) подход к анализу переходных процессов в ключевых оптронных устройствах дает правильное представление о динамике переключения оптронов несложными методическими приемами.

На рис. 3.14,*а* представлена элементарная схема переключения диодного оптрона импульсом напряжения $e_г(t)$, воздействующим на светоизлучатель по цепи с резистором $R_г$. Сигнал на выходе оптронного ключа формируется в цепи резистора нагрузки $R_н$. Конденсатор $C_н$, шунтирующий $R_н$, отражает влияние емкости нагрузки.

В модели диодного оптрона выделена безынерционная часть, в которую входят источник излучения, возбуждаемого электрическим током $I_{св}(t)$, канал оптической связи и приемник излучения, генерирующий фототок $I_ф(t)=K_I I_{св}(t)$. При этом учитывается, что двойное преобразование энергии электрического сигнала $I_{св}(t)$ происходит в малоинерционном диодном оптроне весьма быстро и фототок $I_ф(t)$ изменяется синхронно с током проводимости светодиода.

Скорость переключения светодиода существенно ограничивает барьерная емкость $C_{св}$; даже у малоинерционных приборов эта емкость достигает 50 ... 200 пФ. Барьерная емкость $C_ф$ фотодиодов заметно меньше (1 ... 10 пФ); однако в оптронных переключателях емкость $C_ф$ заряжается небольшим фототоком $I_ф$; поэтому влияние этой емкости на процесс формирования выходного сигнала $U_н(t)$ оказывается значительным. Отметим также, что компоненты $C_{св}$ и $C_ф$ в модели диодного оптрона могут успешно отражать действие «паразитных» емкостей конструкции, монтажа, связей, шунтирующих светоизлучатель и фотоприемник.

При моделировании инерционных факторов, связанных с накоплением и рассасыванием неосновных носителей заряда в объеме светодиода, объективной и оправданной является аналогия с полупро-

воднпковыми диодами общего назначения [8]. Если инжекция носителей в базовую область светоизлучателя происходит относительно медленно, то уровень избыточного заряда $Q_{б\,св}$ неосновных носителей в базе приемлемо точно согласуется с уровнем тока проводимости $I_{св}$:

$$Q_{б\,св}(t)=\tau_{Sсв}I_{св}(t); \qquad (3.2)$$

здесь $\tau_{Sсв}$ — эффективное время жизни носителей в базе светодиода. Соотношение (3.2) особенно хорошо выполняется в тех случаях, когда скорость изменения разности потенциалов на выпрямляющем контакте диода существенно ограничивается барьерной емкостью,

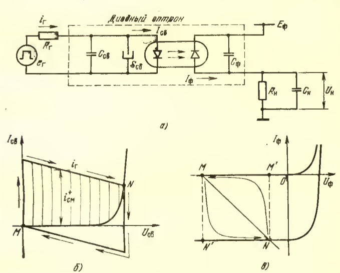


Рис. 3.14. Схема и диаграммы переключения диодного оптрона

что вполне типично для светодиодов, применяемых в малоинерционных диодных оптронах.

Производная $dQ_{б\,св}/dt$ определяет ток смещения, связанный с изменением заряда неосновных носителей в базе светоизлучателя:

$$i_{Sсв}=\tau_{Sсв}dI_{св}/dt. \qquad (3.3)$$

В модели диодного оптрона (рис. 3.14,*а*) действие фактора (3.3) отражается накопителем заряда $S_{св}$. Согласно (3.3) такой накопитель препятствует быстрому изменению тока проводимости светодиода.

Отмечая свойства малоинерционных диодных оптронов, не представленные в модели рис. 3.14,*а*, выделим, в первую очередь, инерционность процесса рассасывания электронов и дырок, генерируемых в *i*-слое *p—i—n*-фотодиода под действием света. Такое рассасывание оказывается весьма кратковременным, если фотодиод заметно смещен в обратном направлении, что, безусловно, учитывается и обеспечивается при проектировании быстродействующих оптронных переключателей.

В процессе переключения диодного оптрона барьерные емкости $C_{св}$, $C_ф$ и коэффициент передачи тока K_I не остаются постоянными. Режимные зависимости $C_{св}(U_{св})$, $C_ф(U_ф)$, $K_I(I_{св})$ не имеют, однако, принципиального значения для нормального функционирования оптронных переключателей и поэтому относятся к разряду второстепенных. На стадии расчета переходных процессов переключения указанные зависимости, как правило, нивелируются (усредняются) по несложной методике.

Заметным может быть влияние проходной электрической емкости между светоизлучателем и фотоприемником. Действие этого «паразитного» емкостного канала рассматривается в дальнейшем особо.

Многочисленные «мелкие» дефекты (сопротивление и индуктивность вводов и выводов, токи утечки, несовершенство электрической изоляции и т. п.), свойственные любому реальному полупроводниковому прибору, не оказывают значительного влияния на динамику переключения высококачественных оптронов. По существу, в схеме на рис. 3.14,*а* представлена эталонная модель технически совершенного диодного оптрона, свободная от второстепенных изменений и дефектов.

Иллюстрируя процесс быстрого переключения светодиода, обратимся к диаграмме, показанной на рис. 3.14,*б*. Первоначально входной потенциал $e_г=0$ и рабочая точка светодиода фиксирована в положении *М*. Переключение в прямом направлении (включение) излучателя начинается при скачкообразном повышении входного потенциала на величину $\Delta e_г$. Напряжение $U_{св}$ на светодиоде в начальный момент не изменяется; поэтому ток в цепи управления скачком возрастает до уровня $i_г=\Delta e_г/R_г$.

Согласно схеме рис. 3.14,*а*, входной ток $i_г$ распределяется по трем каналам: $i_г=I_{св}+i_{Cсв}+i_{Sсв}$. Разность токов $i_г-I_{св}=i_{см}$ определяет реактивный ток смещения $i_{см}=i_{Cсв}+i_{Sсв}$, суммирующий токи, ответвляющиеся в барьерную емкость $C_{св}$ и накопитель заряда $S_{св}$. По мгновенному значению $i_{см}$ несложно составить четкое представление о направлении и скорости развития процесса переключения светодиода.

Зависимость тока $i_{см}=(\Delta e_г-U_{св})/R_г-I_{св}(U_{св})$ от напряжения $U_{св}$ можно определить графическим методом. На диаграмме рис. 3.14,*б* мгновенные значения тока смещения $i^+_{см}$ (при включении светодиода) показаны вертикальными линиями.

Входной ток $i_г$ на первых порах целиком ответвляется в цепь емкости $C_{св}$; поэтому включение светодиода начинается с максимальной скоростью $dU_{св}/dt=\Delta e_г/(R_гC_{св})$. В дальнейшем, однако, ток управления $i_г$ непрерывно уменьшается, а ток электрической проводимости светодиода нарастает, что в совокупности снижает скорость переходного процесса. При значительном токе $I_{св}$ сказывается влияние накопителя заряда $S_{св}$. В финале переходного процесса рабочая точка светодиода фиксируется в положении *N* на крутой ветви ВАХ.

При резком спаде входного сигнала $e_г(t)$ начинается процесс выключения светодиода. Ток $I_{св}$ в этом случае быстро уменьшается, а световой поток, излучаемый светодиодом, гаснет. Однако возвращение рабочей точки светодиода в положение *М*, связанное с разрядкой емкости $C_{св}$, оказывается более медленным и длительным.

Процессы переключения фотодиода в схеме рис. 3.14,*а* иллюстрируются диаграммой на рис. 3.14,*в*. Ориентиром в этом случае может служить цикл *MN'NM'*, который рабочая точка фотодиода проходит при мгновенном нарастании и спаде фототока $I_ф$. Разность потенциалов на фотодиоде $U_ф$ из-за емкостей $C_ф$ и $C_н$ в момент быстрого возникновения фототока $I_ф$ не изменяется. Поэтому рабочая точка фотодиода, первоначально фиксированная в состоянии *M*, сдвигается в положение *N'* по вертикальной фазовой траектории. Лишь в дальнейшем, по мере разрядки емкостей $C_ф$ и $C_н$, рабочая точка фотодиода переходит в состояние *N*, характеризующее включенный прибор. При резком прекращении фототока $I_ф$ рабочая точка поднимается по вертикальной фазовой траектории в положение *M'*. Далее емкости $C_ф$ и $C_н$ заряжаются по цепи с резистором $R_н$ и рабочая точка фотодиода по горизонтальной фазовой траектории постепенно сдвигается в состояние *M*.

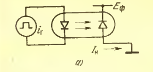
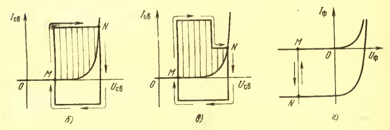


Рис. 3.15. Модель и диаграммы быстрого переключения диодного оптрона



В реальной схеме (рис. 3.14,*а*) ни ток светодиода $I_{св}(t)$, ни фототок $I_ф(t)$ не изменяются мгновенно. Поэтому траектории переключения рабочей точки фотодиода (показанные на рис. 3.14,*в* кривыми линиями) отличаются от прямоугольных изломов предельного цикла *MN'NM'*.

Исследуя особенности развития переходных процессов в оптронной схеме (рис. 3.14,*а*), несложно построить модель быстрого переключения диодного оптрона (рис. 3.15,*а*). Переключение светодиода и в прямом и в обратном направлениях целесообразно форсировать перепадами тока $i_г$, поступающего от высокоомного источника электрических сигналов. В таком режиме переключения (рис. 3.15,*б*) входной ток не уменьшается даже на заключительных стадиях переходных процессов. Рабочую точку *M* выключенного светодиода полезно сместить в область положительных напряжений $U_{св}$, что уменьшает порог возбуждения излучателя и, как следствие, заряд и длительность его включения.

Если накопитель заряда $S_{св}$ существенно ухудшает быстродействие оптрона, целесообразно ограничивать ток проводимости светодиода. В этом случае излучатель рационально включать по диаграмме рис. 3.15,*в*: зарядка барьерной емкости $C_{св}$ форсируется

значительным (ускоряющим) током; однако в области крутого участка ВАХ светодиода управляющий ток резко спадает, что уменьшает инерционный эффект накопления избыточного заряда в базе излучателя.

Влияние емкостей $C_ф$ и $C_н$ не проявляется заметно в модели с весьма низкоомной (короткозамкнутой) цепью нагрузки (рис. 3.15,*а*). Выходным сигналом переключателя в этом случае является перепад тока $I_н(t) = I_ф(t)$. Рабочая точка фотодиода передвигается в ходе переключения по вертикальной линии *MN* токовой нагрузки (рис. 3.15,*г*).

Важно, однако, учитывать, что по логике функционирования многих цифровых устройств переключение оптрона должно приводить к формированию выходного перепада напряжения $U_н(t)$ достаточно большой амплитуды. В таком режиме переключения скорость изменения выходного сигнала существенно ограничивается емкостями фотодиода ($C_ф$) и нагрузки ($C_н$). При быстром включении фотодио-

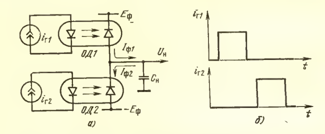


Рис. 3.16. Каскодное взаимодействие диодных оптронов

да максимально быстрая зарядка емкостей достигается при высокоомной нагрузке $R_н$; именно в таких условиях фототок $I_ф$ отбирается в емкостные цепи без заметных потерь. Однако при выключении фотодиода емкости $C_ф$ и $C_н$ по высокоомным цепям нагрузки $R_н$ разряжаются весьма медленно.

Отмеченное противоречие устраняется при соединении фотоприемников по каскодной схеме (рис. 3.16,*а*). Такое соединение особенно полезно при значительной емкостной нагрузке $C_н$. Диодные оптроны, действующие в переключателе (рис. 3.16,*а*), возбуждаются сигналами тока попеременно (рис. 3.16,*б*). При возбуждении оптрон *ОД1* генерирует ток $I_{ф1}$ и заряжает емкость нагрузки $C_н$. Разрядка емкости $C_н$ достигается током $I_{ф2}$ при включении оптрона *ОД2*. Наиболее полный отбор фототоков в емкостные цепи обеспечивается при высокоомной активной нагрузке переключателя [9].

В быстродействующих оптоэлектронных устройствах важное практическое значение имеют переключатели, построенные на базе схемной комбинации диодный оптрон — биполярный транзистор. В такой комбинации транзистор совмещает функции усилителя фототока и коммутатора электрической цепи. В типичной схеме транзисторного переключателя с оптическим каналом управления, показанной на рис. 3.17,*а*, коммутируемая $R_нC_н$-цепь соединена с коллектором транзистора, причем включение транзистора достигается освещением фотоприемной части диодного оптрона.

Особенности перемещения рабочей точки транзистора в схеме рис. 3.17,*а* иллюстрируются диаграммой на рис. 3.17,*б*. Предельным является цикл $MN'NM'$. По этому циклу рабочая точка транзистора движется при мгновенном (скачкообразном) нарастании и спаде коллекторного тока $I_к$ и относительно медленном (из-за емкости $C_н$) изменении коллекторного потенциала $U_н$. В реальных ситуациях сказывается инерционность оптического тракта и входной цепи транзистора; поэтому траектории переключения транзистора (показанные на рис. 3.17,*б* кривыми линиями) проходят внутри цикла $MN'NM'$.

Диодный оптрон эффективно взаимодействует с биполярным транзистором в ключевой схеме рис. 3.17,*в*, где фотодиод помещен между базой и коллектором транзистора. В таком включении комбинация фотодиод — биполярный транзистор подобна фототранзистору.

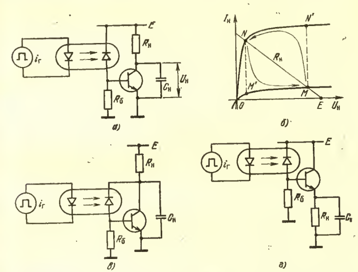


Рис. 3.17. Транзисторные переключатели с оптическим управлением

Биполярный транзистор, управляемый по оптическому каналу, достаточно быстро коммутирует электрические цепи и в схеме с фиксированным потенциалом коллектора (рис. 3.17,*г*); $R_нC_н$ — нагрузка в такой схеме питается эмиттерным током транзистора.

Оценивая возможности ускоренного переключения биполярных транзисторов по оптическим каналам, отметим очевидную особенность развития переходных процессов в рассматриваемых схемах (рис. 3.17), особенно существенную при значительной емкостной нагрузке $C_н$. При освещении фотодиодов транзисторы открываются и в цепях нагрузки оптоэлектронных переключателей (рис. 3.17,*а*, *в* и *г*) возникают значительные токи, способные быстро перезарядить емкости $C_н$. Ответвление коллекторного (в схемах рис. 3.17,*а* и *в*) и эмиттерного (в схеме рис. 3.17,*г*) тока в электрические цепи с ре-

зисторами $R_н$ снижает скорость включения транзисторов (см. также диаграмму на рис. 3.17,*б*). Сохранение высокой скорости развития переходных процессов при включении транзисторов достигается использованием сравнительно высокоомных компонентов $R_н$. Однако при значительном их сопротивлении существенно возрастает длительность выключения оптоэлектронных каскадов (рис. 3.17), пропорциональная постоянной времени $R_н C_н$.

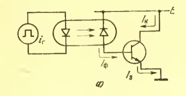
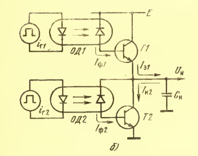
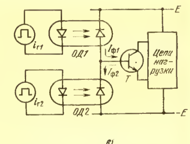


Рис. 3.18. Схемы быстрого переключения биполярных транзисторов по оптическим каналам





Противоречие подобного плана затрудняет построение быстродействующих оптоэлектронных переключателей с резисторами нагрузки $R_н$ неизменного сопротивления. Более эффективным оказывается применение в цепях нагрузки нелинейных (в первую очередь, транзисторных) компонентов.

Обеспечивая быстрое переключение биполярных транзисторов по оптическим каналам, выделим схему (рис. 3.18,*а*) с низкоомными цепями нагрузки. В такой схеме инерционные факторы, связанные с емкостью нагрузки $C_н$, не проявляются. Выходными сигналами являются перепады эмиттерного и коллекторного токов.

При формировании выходного сигнала напряжения $U_н(t)$ быстрое развитие переходных процессов достигается при каскодном соединении транзисторов (рис. 3.18,*б*). Управляющие токи $i_{г1}$ и $i_{г2}$ действуют попеременно (как на рис. 3.16,*б*). Если формируется перепад тока $i_{г1}$, то включаются оптрон *ОД1* и транзистор *Т1*. Значительный эмиттерный ток $I_{э1}$ этого транзистора быстро заряжает емкость нагрузки $C_н$, и на выходе оптоэлектронного переключателя формируется положительный перепад напряжения $U_н(t)$.

При возникновении тока $i_{г2}$ открываются оптрон *ОД2* и транзистор *Т2*. Создается большой коллекторный ток $I_{к2}$, который и форсирует разрядку емкости $C_н$. Транзистор *Т1* в этом случае закрыт и не задерживает развитие переходных процессов. В результате на выходе оптоэлектронного переключателя формируется отрицательный перепад напряжения $U_н(t)$.

Специальное внимание следует уделить условиям быстрого переключения транзисторов по базовым цепям. Включение эмиттерного p—n-перехода эффективно форсируется фототоком $I_ф$; однако при спаде этого тока фотодиод перестает играть заметную роль и не может обеспечить выключение эмиттерного p—n-перехода. В схемах, показанных на рис. 3.17, этим целям служат резисторы $R_б$ относительно небольшого сопротивления. Очевидно, однако, что использование низкоомных базовых резисторов $R_б$ затрудняет быстрое включение транзисторов.

Более эффективным оказывается управление транзисторным каскадом по двум оптическим каналам (рис. 3.18,*в*). И в этом случае токи $i_{г1}$ и $i_{г2}$ формируются попеременно. Открытый оптрон *ОД1*, обеспечивая фототок $I_{ф1}$, форсирует включение транзистора; при этом оптрон *ОД2* закрыт. В свою очередь, возбужденный оптрон *ОД2* (при закрытом оптроне *ОД1*) создает фототок $I_{ф2}$, выключающий эмиттерный p—n-переход транзистора.

3.4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДИОДНЫХ ОПТРОНОВ

Переключение диодных оптронов происходит под действием сигналов сравнительно большой амплитуды в непрерывно изменяющихся (нелинейных) условиях. Анализ переходных процессов переключения связан в подобных случаях с определенными математическими и методическими трудностями. Целесообразно, на наш взгляд, исследовать процессы переключения поэтапно, выделяя на первых порах лишь наиболее важные нелинейные и инерционные факторы. Методика анализа переходных процессов базируется на достаточно общих принципах, обоснованных в работах [8, 9].

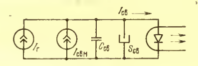


Рис. 3.19. Модель быстрого переключения малоинерционного светодиода

Динамика переключения светодиодов. Исследуем реакцию малоинерционного излучателя на перепады тока $I_г$ в условиях быстрого развития переходных процессов (рис. 3.19). Процессы переключения в этом случае наглядно иллюстрируются фазовой диаграммой, представленной ранее на рис. 3.15,*б*.

Рассматривая *процесс включения* светодиода, будем полагать, что в исходном состоянии M ток проводимости излучателя фиксирован на уровне $I_{св\,м}$. Согласно принятой модели (рис. 3.19) переключение светодиода в прямом направлении неизменным током $I_г$ развивается по дифференциальному уравнению

$$C_{св}dU_{св}/dt+\tau_{s\,св}dI_{св}/dt+I_{св}=I_{св\,м}+I_г \qquad (3.4)$$

Здесь и далее используем экспоненциальное представление вольт-амперной характеристики светодиода в форме

$$I_{св}=I_{св0}[\exp(U_{св}/U_{св0})-1], \qquad (3.5)$$

содержащей параметрическое напряжение $U_{св0}=m\varphi_T$, пропорциональное температурному потенциалу φ_T.

С учетом (3.5) уравнение (3.4) записывается в виде

$$\left(\frac{C_{св}U_{св0}}{I_{св}+I_{св0}}+\tau_{S\,св}\right)\frac{dI_{св}}{dt}+I_{св}=I_{св M}+I_{г}. \qquad (3.6)$$

Решением нелинейного дифференциального уравнения (3.6) является функция

$$t=\tau_{C\,св}\ln\frac{I_{св}+I_{св0}}{I_{св\,M}+I_{св0}}+(\tau_{C\,св}+\tau_{S\,св})\ln\frac{I_{г}}{I_{г}+I_{св\,M}-I_{св}} \qquad (3.7)$$

с постоянной времени

$$\tau_{C\,св}=C_{св}U_{св0}/(I_{св\,M}+I_{св0}+I_{г}). \qquad (3.8)$$

Перепад напряжения на светодиоде в процессе его переключения определяется разностью потенциалов

$$\Delta U_{св}=U_{св\,N}-U_{св\,M}=U_{св0}\ln\frac{I_{св\,M}+I_{св0}+I_{г}}{I_{св\,M}+I_{св0}}.$$

Поэтому соотношение (3.7) удобно записать в виде

$$t=t_{зд\,св}+\tau_{C\,св}\ln\frac{I_{св}+I_{св0}}{I_{св\,M}+I_{св0}+I_{г}}+$$

$$+(\tau_{C\,св}+\tau_{S\,св})\ln\frac{I_{г}}{I_{г}+I_{св\,M}-I_{св}}, \qquad (3.9а)$$

содержащем интервал $t_{зд\,св}=C_{св}\Delta U_{св}/(I_{св\,M}+I_{св0}+I_{г})$.

Естественно учитывать, что процесс включения светодиода обычно форсируется значительным током $I_{г}\gg I_{св\,M}$. При этом условии функция (3.9,*а*) упрощается:

$$t=t_{зд\,св}+\tau_{C\,св}\ln\frac{I_{св}}{I_{г}-I_{св}}+\tau_{S\,св}\ln\frac{I_{г}}{I_{г}-I_{св}}, \qquad (3.9б)$$

однако и в этом случае искомую зависимость $I_{св}(t)$ не удается выразить в явной форме.

Согласно (3.9б) крутой перепад тока проводимости светодиода формируется с характерной задержкой (рис. 3.20,*а*) и существенно зависит от соотношения $a=\tau_{S\,св}/\tau_{C\,св}$ (рис. 3.20,*б*). Отметим, что кривые на рис. 3.20 вычерчены для случая $\Delta U_{св}=20U_{св0}$.

Если процессы накопления и рассасывания неосновных носителей заряда весьма кратковременны ($\tau_{S\,св}\ll\tau_{C\,св}$), то из формулы (3.9б) получаем, что ток проводимости светодиода нарастает согласно ха-

рактеристике

$$I_{св}(t) = I_г \bigg/ \left(1 + \exp\frac{t_{зд\ св} - t}{\tau_{C\ св}}\right). \qquad (3.10)$$

Параметры $t_{зд\ св} = C_{св}\Delta U_{св}/I_г$ и $\tau_{C\ св} = C_{св}U_{св0}/I_г$ изменяются обратно пропорционально уровню входного тока $I_г$. Поэтому в зависимости от величины $I_г$ существенно изменяются и задержка формирования, и длительность фронта крутого перепада $I_{св}(t)$ (рис. 3.21).

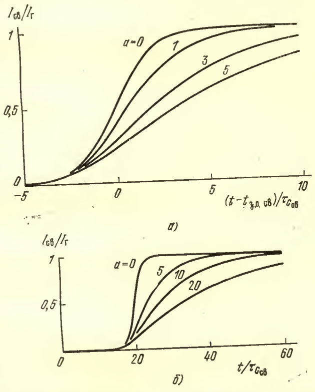


Рис. 3.20. Формирование тока $I_{св}$ в процессе включения светодиода

В частном случае $\tau_{s\ св} = \tau_{C\ св}$ ток проводимости светодиода формируется согласно характеристике

$$I_{св}(t) = I_г\left[1 - 1\bigg/\left(\sqrt{0,25 + \exp\frac{t - t_{зд\ св}}{\tau_{C\ св}}} + 0,5\right)\right], \qquad (3.11)$$

представленной на рис. 3.20,*а*.

При длительном накоплении и рассасывании неосновных носителей заряда (в случае $\tau_{S\text{св}} \gg \tau_{C\text{св}}$) временная характеристика тока проводимости светодиода формируется с заметным изломом:

$$I_{\text{св}}(t) = \begin{cases} \sim 0 & \text{при} \quad 0 \leqslant t < t_{\text{зд св}}, \\ I_{\text{г}}\left(1 - \exp\dfrac{t_{\text{зд св}} - t}{\tau_{S\text{ св}}}\right) & \text{при} \quad t \geqslant t_{\text{зд св}}. \end{cases} \quad (3.12)$$

При этом от уровня $I_{\text{г}}$ существенно зависит лишь задержка $t_{\text{зд св}}$, а крутые перепады тока $I_{\text{св}}(t)$ нарастают с одинаковой скоростью (рис. 3.22). Следует, конечно, учитывать, что подобное утверждение справедливо лишь в идеализированном случае $\tau_{S\text{св}} = \text{const}$; для реальных светодиодов характерна зависимость $\tau_{S\text{св}}(I_{\text{св}})$, заметно влияющая на форму крутых перепадов $I_{\text{св}}(t)$.

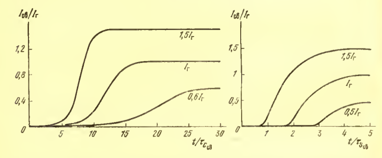


Рис. 3.21. Временные характеристики тока проводимости светодиода при кратковременном накоплении неосновных носителей заряда

Рис. 3.22. Временные характеристики тока проводимости светодиода при длительном накоплении неосновных носителей заряда

Анализируя переходные *процессы выключения* оптронного каскада, будем полагать, что в исходном состоянии N ток проводимости светодиода фиксирован на уровне $I_{\text{св}N} = I_{\text{св}M} + I_{\text{г}}$. Выключение светодиода начинается при воздействии крутого отрицательного перепада входного тока величиной $\Delta I_{\text{г}} = (1 + \Delta_{\text{г}})(I_{\text{св}N} + I_{\text{св0}})$. В таком режиме выключения ток проводимости светодиода с экспоненциальной ВАХ (3.5) спадает согласно дифференциальному уравнению

$$\left(\frac{C_{\text{св}}U_{\text{св0}}}{I_{\text{св}} + I_{\text{св0}}} + \tau_{S\text{ св}}\right)\frac{dI_{\text{св}}}{dt} + I_{\text{св}} = I_{\text{св}\,N} - \Delta I_{\text{г}}. \quad (3.13)$$

Как и в случае (3.6), искомую временную характеристику $y(t) = [I_{\text{св}}(t) + I_{\text{св0}}]/(I_{\text{св}N} + I_{\text{св0}})$ не удается выразить явно:

$$t = \tau_{C\text{ св}}(1 - y)/y + \tau_{S\text{ св}} \ln(1/y) \quad \text{при} \quad \Delta_{\text{г}} = 0, \quad (3.14а)$$

$$t = \frac{\tau_{C\text{ св}}}{\Delta_{\text{г}}} \ln\frac{y + \Delta_{\text{г}}}{y(1 + \Delta_{\text{г}})} + \tau_{S\text{ св}} \ln\frac{1 + \Delta_{\text{г}}}{y + \Delta_{\text{г}}} \quad \text{при} \quad \Delta_{\text{г}} > 0. \quad (3.14б)$$

Здесь, как и в варианте (3.8), постоянная времени $\tau_{C\,\text{св}} = C_{\text{св}} U_{\text{св}0}/(I_{\text{св}N} + I_{\text{св}0})$.

Процесс спада тока проводимости $I_{\text{св}}(t)$ зависит от соотношения постоянных $a = \tau_{S\,\text{св}}/\tau_{C\,\text{св}}$ и относительного уровня $\Delta_{\text{г}}$ выключающего тока. На рис. 3.23 представлены временные характеристики $I_{\text{св}}(t)$. Влияние уровня $\Delta_{\text{г}}$ на процесс $I_{\text{св}}(t)$ в предельном варианте $a \longrightarrow 0$ (характерном для малоинерционных светодиодов) иллюстрируется рис. 3.24.

Соотношение (3.14б) можно также записать в виде

$$t = \left(\tau_{S\,\text{св}} - \frac{\tau_{C\,\text{св}}}{\Delta_{\text{г}}}\right) \ln \frac{1 + \Delta_{\text{г}}}{y + \Delta_{\text{г}}} + \frac{\tau_{C\,\text{св}}}{\Delta_{\text{г}}} \ln \frac{1}{y}. \qquad (3.15)$$

Если $\tau_{S\,\text{св}} = \tau_{C\,\text{св}}/\Delta_{\text{г}}$, то процесс спада тока проводимости светодиода имеет «чисто» экспоненциальный характер:

$$I_{\text{св}}(t) + I_{\text{св}0} = (I_{\text{св}N} + I_{\text{св}0}) \exp\left(-t/\tau_{S\,\text{св}}\right).$$

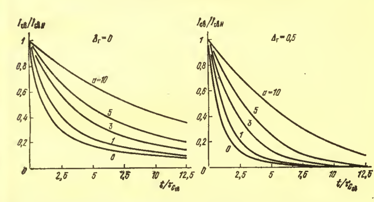


Рис. 3.23. Спад тока $I_{\text{св}}$ в процессе выключения светодиода

При спаде тока проводимости светодиода процесс выключения оптрона еще не заканчивается; значительная его часть проходит при $I_{\text{св}} \longrightarrow 0$ и связана с уменьшением разности потенциалов на светодиоде до уровня $U_{\text{св}M}$. Зависимость

$$U_{\text{св}}(t) = U_{\text{св}N} - U_{\text{св}0} \ln \{(I_{\text{св}N} + I_{\text{св}0})/[I_{\text{св}}(t) + I_{\text{св}0}]\}, \qquad (3.16)$$

рассчитанная с учетом данных (3.15), представлена на рис. 3.25 для набора значений a в варианте: $U_{\text{св}N} = 10 U_{\text{св}0}$.

Отметим в первую очередь, что в случае $\tau_{S\,\text{св}} = \tau_{C\,\text{св}}/\Delta_{\text{г}}$ напряжение на светодиоде спадает линейно по закону

$$U_{\text{св}}(t) = U_{\text{св}N} - \Delta_{\text{г}} I_{\text{св}N} t / C_{\text{св}}. \qquad (3.16а)$$

Если $\Delta_{\text{г}} = 0{,}5$, то линейный спад $U_{\text{св}}(t)$ достигается при $a = 2$ (см. соответствующую функцию на рис. 3.25).

Следует подчеркнуть, что при существенном уменьшении тока проводимости $I_{\text{св}}$ светодиода до уровня $y \ll \Delta_{\text{г}}$ первое слагаемое в соотношении (3.15) в дальнейшем заметно не изменяется. Выделяя $\Delta t_S = (\tau_{S\,\text{св}} - \tau_{C\,\text{св}}/\Delta_{\text{г}}) \ln(1 + 1/\Delta_{\text{г}})$, получаем, что на заключитель-

ной стадии процесса выключения светодиода (уже независимо от $\tau_{Bсв}$) напряжение на светодиоде спадает с постоянной скоростью

$$U_{св}(t) = U_{свN} - \Delta_{г} I_{свN}(t - \Delta t_{B})/C_{св}, \qquad (3.16б)$$

что наглядно иллюстрируется характеристиками рис. 3.25.

Временные зависимости $I_{св}(t)$, описывающие динамику изменения тока проводимости светодиода, позволяют получить объективное представление о характере изменения фототока $I_{ф}(t) = K_{I} I_{св}(t)$, возникающего в приемной части малоинерционных диодных и транзисторных оптронов.

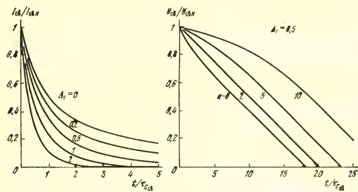


Рис. 3.24. Влияние уровня $\Delta_{г}$ выключающего сигнала на процесс спада тока проводимости светодиода

Рис. 3.25. Спад напряжения $U_{св}$ в процессе выключения светодиода

Динамика каскодного взаимодействия диодных оптронов. Подобное взаимодействие оптронов (см. рис. 3.16) оказывается эффективным при «чисто» емкостной нагрузке фотоприемников (что характерно, в частности, для схемных комбинаций оптронов с МДП-транзисторами). Модель взаимодействия диодных оптронов представлена на рис. 3.26,*а*. Кроме инерционных факторов, свойственных светодиодам, в модели учтены барьерные емкости фотодиодов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ и емкость нагрузки $C_{н}$.

Если динамические характеристики фототоков $I_{ф1}(t)$ и $I_{ф2}(t)$ известны, то расчет сигнала в цепи нагрузки диодных оптронов (рис. 3.26,*а*) начиная с момента $t = t_0$ оказывается несложным:

$$U_{н}(t) = U_{н}(t_0) + \frac{1}{C_{н} + C_{ф1} + C_{ф2}} \int_{t_0}^{t} [I_{ф1}(t) - I_{ф2}(t)]\, dt.$$

Следует, однако, учитывать, что характеристики $I_{св}(t)$ согласно (3.9) и (3.10) не удается выразить явно. Использование динамических характеристик $I_{св}(t)$ в неявной форме приводит к специальной методике расчета переходных процессов, возникающих в цепи нагрузки оптронного переключателя (рис. 3.26,*а*).

Возможности аналитического расчета переходных процессов $U_н(t)$ покажем иа примере модели (рис. 3.26,б), отражающей действие верхиего канала более сложного переключателя (рис. 3.26,а). Согласно модели динамика включення диодиого оптрона определяется системой из двух диффереициальных уравнений:

$$\left(\frac{C_{св}U_{св0}}{I_{св}+I_{св0}}+\tau_{S\,св}\right)\frac{dI_{св}}{dt}+I_{св}=I_{св\,M}+I_{г}, \qquad (3.17а)$$

$$(C_{н}+C_{ф})\,dU_{н}/dt=K_{I}\,[I_{сн}(t)+I_{св0}]. \qquad (3.17б)$$

Первое из этих уравнений уже рассматривалось [см. (3.6)].

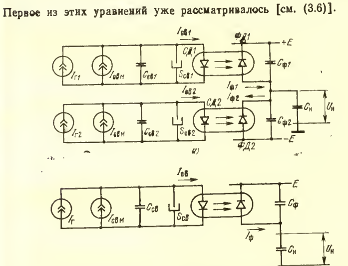


Рис. 3.26. Модели каскодного взаимодействия диодных оптронов

Исключая в системе (3.17) дифференциал dt, получаем дифференциальное уравнение с разделенными переменными $I_{св}$ и $U_{н}$:

$$\frac{C_{св}U_{св0}+(I_{св}+I_{св0})\,\tau_{S\,св}}{I_{св\,M}+I_{г}-I_{св}}\,dI_{св}=\frac{C_{н}+C_{ф}}{K_{I}}\,dU_{н}.$$

Несложиое интегрирование приводит в типичиом случае $I_{г}\gg I_{св\,M}+I_{св0}$ к зависимости

$$U_{н}(t)-U_{н}(t_{0})=\frac{K_{I}I_{г}}{C_{н}+C_{ф}}\left[(\tau_{Cсв}+\tau_{Sсв})\ln\frac{1}{1-I_{св}/I_{г}}-\tau_{Sсв}\frac{I_{св}}{I_{г}}\right]; \qquad (3.18)$$

здесь (как и ранее) постояиная времени $\tau_{Cсв}=C_{св}U_{св0}/I_{г}$.

Получеиное соотиошение в совокупиости с решением дифференциального уравнения (3.17а) в виде (3.9б) определяет искомую за-

висимость $U_н(t)$. Эту зависимость не удается выразить в явной форме. Однако расчет динамической характеристики $U_н(t)$ по данным (3.9б) и (3.18) с использованием промежуточной переменной $I_{св}$ оказывается несложным.

Процесс выключения диодного оптрона перепадом входного тока

$$\Delta I_г = (1+\Delta_г)(I_{свN}+I_{св0})$$

согласно модели на рис. 3.26,*б* описывается двумя дифференциальными уравнениями:

$$\left(\frac{C_{св}U_{св0}}{I_{св}+I_{св0}}+\tau_{Sсв}\right)\frac{dI_{св}}{dt}+I_{св}=I_{свN}-\Delta I_г, \qquad (3.19а)$$

$$(C_н+C_ф)\frac{dU_н}{dt}=K_I\,[I_{св}(t)+I_{св0}]. \qquad (3.19б)$$

Система (3.19) позволяет установить связь тока проводимости $I_{св}$ светодиода и уровня выходного сигнала $U_н$:

$$\frac{C_{св}U_{св0}+(I_{св}+I_{св0})\,\tau_{Sсв}}{-\Delta_г(I_{свN}+I_{св0})-I_{св}}\,dI_{св}=\frac{C_н+C_ф}{K_I}\,dU_н.$$

Это соотношение в варианте $I_{свN}\gg I_{св0}$ интегрируется как

$$U_н(t)-U_н(t_0)=\frac{K_I I_{свN}}{C_н+C_ф}\left[(\tau_{Cсв}-\Delta_г\tau_{Sсв})\ln\frac{1+\Delta_г}{\Delta_г+I_{св}/I_{свN}}+\right.$$

$$\left.+\tau_{Sсв}\left(1-\frac{I_{св}}{I_{свN}}\right)\right] \quad при \quad \Delta_г>0, \qquad (3.20а)$$

$$U_н(t)-U_н(t_0)=\frac{K_I I_{свN}}{C_н+C_ф}\left[\tau_{Sсв}\left(1-\frac{I_{св}}{I_{свN}}\right)+\right.$$

$$\left.+\tau_{Cсв}\ln\frac{I_{свN}}{I_{св}}\right] \quad при \quad \Delta_г=0. \qquad (3.20б)$$

Формулы (3.20) в сочетании с решениями дифференциального уравнения (3.19а) в виде (3.14) позволяют определить особенности изменения $U_н(t)$ при выключении диодного оптрона (рис. 3.26,*б*).

Рассмотренную методику расчета динамических характеристик $U_н(t)$ удается эффективно использовать при анализе каскодного взаимодействия фотодиодов в оптронном переключателе (рис. 3.26,*а*).

Зависимости (3.18) и (3.20), отражающие связь $U_н$ и $I_{св}$, дают достаточно четкое представление о характере формирования и диапазоне изменения выходного сигнала.

Графики на рис. 3.27 иллюстрируют особенности изменения $U_н(I_{св})$ на стадиях включения и выключения диодного оптрона в предельных случаях $\tau_{Sсв}\to 0$ (рис. 3.27,*а*) и $\tau_{Cсв}\to 0$ (рис. 3.27,*б*). В процессе включения резкое увеличение выходного напряжения $U_н$ достигается лишь при высоком уровне тока ($I_{св}\geqslant 0{,}5I_г$). При вы-

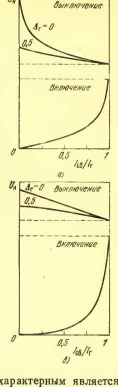


Рис. 3.27. Зависимость выходного напряжения от тока проводимости светодиода

ключении диодного оптрона ток проводимости фотодиода спадает не сразу; поэтому повышение потенциала на выходе переключателя (рис. 3.26,*б*) продолжается. Особенно заметен рост напряжения при относительно медленном выключении светодиода (в случае $\Delta_г=0$). Форсированное выключение светодиода (при $\Delta_г=0{,}5$) обеспечивает быструю стабилизацию выходного уровня.

Динамические характеристики $U_н(t)$ при включении диодного оптрона строим, используя соотношения (3.19б) и (3.18) для различных сочетаний $a=\tau_{Sсв}/\tau_{Cсв}$ (рис. 3.28). Если процессы накопления неосновных носителей заряда несущественны ($a\longrightarrow 0$), то зависимость $U_н(t)$ выражается явно:

$$U_н(t)=U_н(t_0)+\frac{K_I C_{св} U_{св0}}{C_н+C_ф}\times$$

$$\times\ln\left(1+\exp\frac{t-t_{зд\,св}}{\tau_{Cсв}}\right). \qquad (3.21)$$

Во всех представленных случаях (рис. 3.28) характерным является сравнительно медленное повышение выходного потенциала в начале процесса включения, что связано с задержкой формирования крутого перепада $I_{св}(t)$.

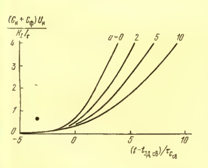


Рис. 3.28. Формирование выходного напряжения при включении диодного оптрона

Динамические характеристики $U_н(t)$ при выключении диодного оптрона, представленные на рис. 3.29, построены на базе соотношений (3.14) и (3.20). «Остаточное» повышение потенциала $U_н$, наблюдаемое в процессе выключения фотодиода (рис. 3.27,*б*), зависит от уровня тока, форсирующего выключение светодиода ($\Delta_г=0$ на рис. 3.29,*а* и 0,5 — на рис. 3.29,*б*), а также от параметра *a*, условно характеризующего степень влияния неосновных носителей заряда.

При $\Delta_г>0$ максимальное изменение потенциала $U_н(t)$ при выключении оптрона опре-

деляется формулой

$$\Delta U_{\text{н max}} = \frac{K_I I_{\text{г}}}{C_{\text{н}} + C_{\text{ф}}} \left[(\tau_{C\text{св}} - \Delta_{\text{г}} \tau_{S\text{св}}) \ln \frac{1 + \Delta_{\text{г}}}{\Delta_{\text{г}}} + \tau_{S\text{св}} \right]. \quad (3.22)$$

Относительное изменение

$$\delta_{\text{н max}} = \Delta U_{\text{н max}} (C_{\text{н}} + C_{\text{ф}}) / (K_I U_{\text{св0}} C_{\text{св}})$$

в зависимости от уровня $\Delta_{\text{г}}$ показано на рис. 3.30 для различных значений a.

Например, при $C_{\text{н}} + C_{\text{ф}} = 5$ пФ, $C_{\text{св}} = 25$ пФ, $U_{\text{св0}} = 40$ мВ, $I_{\text{г}} = 10$ мА, $K_I = 1\%$, $\Delta U_{\text{н max}} = 9{,}2$ мВ при $\Delta_{\text{г}} = 0{,}01$ и лишь 1,4 мВ при $\Delta_{\text{г}} = 1$, если $\tau_{S\text{св}} \to 0$, но возрастает до 28,3 мВ при $\Delta_{\text{г}} = 0{,}01$ и до 7,5 мВ при $\Delta_{\text{г}} = 1$, если $\tau_{S\text{св}} = 10\tau_{C\text{св}} = 1$ нс.

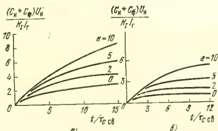


Рис. 3.29. Повышение выходного напряжения в процессе выключения диодного оптрона

Полученные соотношения и результаты несложно использовать при анализе более сложной модели (рис. 3.26,*а*), отражающей особенности переключения диодных оптронов при каскодном взаимо-

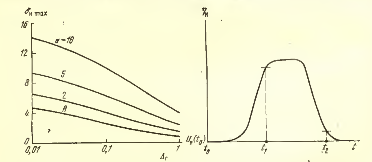


Рис. 3.30. Влияние уровня выключающего сигнала $\Delta_{\text{г}}$ на максимальное повышение выходного напряжения при выключении диодного оптрона

Рис. 3.31. Форма выходного сигнала при каскодном взаимодействии диодных оптронов

действии фотоприемников. Принципиальный интерес в этом случае представляет развитие переходных процессов начиная с момента $t=t_1$, когда один из светодиодов (например, *СД1*), ранее возбуждаемый током $I_{г1}$, выключается, а другой светодиод (*СД2*) переключается в прямом направлении током $I_{г2}$.

Типичная форма сигнала $U_н(t)$ на выходе переключателя (рис. 3.26,*а*) показана на рис. 3.31. В интервале времени $t_0 \ldots t_1$ (по мере включения светодиода *СД1* и зарядки емкостей фотодиодов и нагрузки) формируется положительный перепад напряжения $U_н(t)$. Начиная с момента t_1 светодиод *СД1* выключается; однако в течение определенного времени фототок диода *ФД1* сохраняет заметную величину и напряжение $U_н$ продолжает возрастать. Ток проводимости *СД2* увеличивается постепенно (по мере зарядки емкости $C_{св2}$); по этой причине отрицательный перепад $U_н(t)$ формируется с характерной задержкой. В момент t_2 *СД2* выключается; однако ток его проводимости спадает не сразу, что приводит к дополнительному спаду напряжения $U_н(t)$.

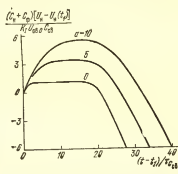


Рис. 3.32. Формирование вершины выходного сигнала при каскодном взаимодействии диодных оптронов

Особенности формирования вершины сигнала $U_н(t)$, связанные с одновременным действием оптронов, несложно исследовать, используя полученные выше формулы и результаты. Если выключение светодиода *СД1* форсируется ($\Delta_{г1}>0$), то напряжение $U_н(t)$ начиная с момента t_1 изменяется согласно соотношению

$$U_н(t) - U_н(t_1) = \frac{K_{I1} I_{г1}}{C_н + C_{ф1} + C_{ф2}} \left[(\tau_{Cсв1} - \Delta_{г1}\tau_{Sсв1}) \ln \frac{1+\Delta_{г1}}{\Delta_{г1} + I_{св1}/I_{г1}} + \tau_{Sсв1}\left(1 - \frac{I_{св1}}{I_{г1}}\right)\right] - \frac{K_{I2} I_{г2}}{C_н + C_{ф1} + C_{ф2}} \left[(\tau_{Cсв2} + \tau_{Sсв2}) \ln \frac{1}{1 - I_{св2}/I_{г2}} - \tau_{S\,св2}\frac{I_{св2}}{I_{г2}} \right], \tag{3.23}$$

отражающему взаимодействие фотодиодов *ФД1* и *ФД2*. Формула (3.23), рассчитанная для оптронов с идентичными характеристиками и параметрами в случае $I_{г1}=I_{г2}$, $\Delta_{г1}=0{,}5$, иллюстрируется кривыми, вычерченными на рис. 3.32 для набора сочетаний $a=\tau_{Sсв}/\tau_{Cсв}$.

Отбор фототока в цепь с резистором. Использование резистора в качестве нагрузки диодного оптрона практикуется достаточно часто. Подобную (резисторную) нагрузку создает и входная цепь транзисторного усилителя, гальванически соединенная с фотодиодом.

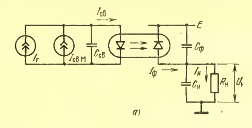
Особенности развития переходных процессов отметим, опираясь на модель (рис. 3.33,*а*), отражающую барьерные емкости излучателя ($C_{св}$), приемника ($C_ф$) и емкость нагрузки ($C_н$). Если характер

изменения тока светодиода $I_{св}(t)$ известен, то напряжение на выходе диодного оптрона формируется согласно интегральному соотношению

$$U_н(t) = U_н(t_0) + K_I \exp\left(-\frac{t}{\tau_н}\right) \int\limits_{t_0}^{t} I_{св}(t) \exp\left(\frac{t}{\tau_н}\right) dt, \quad (3.24)$$

причем постоянная времени $\tau_н = (C_ф + C_н) R_н$. Однозначно в этом случае определяется и ток в цепи нагрузки $R_н$: $I_н(t) = U_н(t)/R_н$.

При выключенном светодиоде выходной потенциал $U_н(t_0) \longrightarrow 0$. В процессе быстрого включения светодиода перепадом тока $I_г$ на-



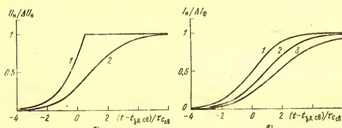


Рис. 3.33. Модель и процессы включения малоинерционного диодного оптрона в схеме с RC-нагрузкой

чиная с момента $t_0=0$ ток проводимости $I_{св}(t)$ изменяется согласно (3.10); при этом выходное напряжение нарастает:

$$U_н(t) = \frac{K_I I_г}{C_ф + C_н} \exp\left(-\frac{t}{\tau_н}\right) \int\limits_{0}^{t} \frac{\exp(t/\tau_н)\, dt}{1 + \exp[(t_{зд\,св} - t)/\tau_{Cсв}]}. \quad (3.25)$$

Учитывая, что $\exp(t_{зд\,св}/\tau_{C\,св}) \gg 1$, интегрируем (3.25) для $\tau_н = \tau_{Cсв}$:

$$U_н(t) = K_I I_г R_н \left[1 - \exp\frac{t_{зд\,св} - t}{\tau_{Cсв}} \ln\left(1 + \exp\frac{t - t_{зд\,св}}{\tau_{Cсв}}\right)\right]. \quad (3.25а)$$

Соотношение (3.25а) иллюстрируется кривой *2* на рис. 3.33,*б*. Здесь же кривой *1* представлена расчетная зависимость (3.21), отражающая процесс максимально быстрого формирования перепада

$U_н(t)$ при весьма высокоомной нагрузке ($R_н \to \infty$). Предполагается лишь, что перепад напряжения $U_н(t)$ жестко фиксируется на уровне $\Delta U_н = K_I I_г R_н$. Анализируя график рис. 3.33,*б*, отметим существенное снижение скорости переходного процесса $U_н(t)$, связанное с отбором фототока $I_ф$ в цепь нагрузки $R_н$. Вместе с тем на стадии выключения фотодиода процесс разрядки емкостей $C_ф$ и $C_н$ ускоряется с уменьшением электрического сопротивления $R_н$.

Если основным выходным показателем оптоэлектронного переключателя является ток в цепи нагрузки, то выбор низкоомного резистора $R_н$ целесообразен без оговорок. Согласно модели рис. 3.33,*а* емкости $C_ф$ и $C_н$ препятствуют отбору фототока $I_ф$ в цепь нагрузки $R_н$. Отмеченное влияние емкостей наглядно иллюстрируется кривыми на рис. 3.33,*в*. Зависимости $I_н(t)$ нормированы перепадом тока $\Delta I_ф = K_I I_г$.

Наиболее быстро процесс $I_н(t)$ развивается в случае $\tau_н \to 0$; кривая *1*, иллюстрирующая этот случай, повторяет по форме характеристику $I_ф(t) = K_I I_{св}(t)$ [см. также (3.10)]. В случае $\tau_н = \tau_{Cсв}$, представленном на рис. 3.33,*в* кривой *2*, процесс $I_н(t)$ происходит более медленно [подобно характеристике (3.25а)]. Кривая *3* на том же рисунке отражает постепенный отбор фототока в цепь нагрузки $R_н$ при $\tau_н = 2\tau_{Cсв}$. Согласно рис. 3.33,*в* переходный процесс $I_н(t)$ заметно замедляется уже при $\tau_н \geqslant (1 \ldots 2)\tau_{Cсв}$, что может служить объективным ориентиром при выборе сопротивления $R_н$.

Влияние емкостей $C_ф$ и $C_н$ на процесс отбора фототока $I_ф$ в цепь нагрузки $R_н$ невелико, если

$$R_н \leqslant (1 \ \ldots \ 2) C_{св} U_{св0} / [(C_ф + C_н) I_г]. \qquad (3.26)$$

В типичном случае: $C_{св} = 150$ пФ, $U_{св0} = 40$ мВ, $I_г = 5$ мА, $C_ф + C_н = 5$ пФ сопротивление $R_н$ не должно превышать 240 ... 480 Ом.

Влияние проходной емкости. Даже небольшая электрическая емкость между излучателем и фотоприемником может заметно повлиять на развитие переходных процессов в оптоэлектронном переключателе. Ток i_{C0} в канале с проходной емкостью C_0 зависит (в первом приближении) от скорости изменения разности потенциалов $U_{св}$ на светодиоде: $i_{C0} \approx C_0 dU_{св}/dt$. Если ток i_{C0} превышает фототок $I_ф$, то «паразитная» (электрическая) связь в оптроне по существу подавляет «рабочую» (оптическую). Поскольку уровень фототока в диодном оптроне невелик, ограничение максимальной скорости $dU_{св}/dt < I_ф/C_0$ оказывается жестким. Например, в варианте $I_ф = 100 \ldots 200$ мкА, $C_0 = 1$ пФ, скорость $dU_{св}/dt$ не должна превышать 0,1 ... 0,2 В/нс.

Более строгую оценку действия проходной емкости C_0 можно провести, учитывая, что светодиоды, как правило, возбуждаются сигналами тока $I_г$ (рис. 3.34,*а*) и скорость $dU_{св}/dt$ не превышает уровня $I_г/C_{св}$. Согласно модели на рис. 3.34,*а* формирование выходного сигнала $U_н(t)$ при включении оптрона определяется дифференциальным уравнением

$$(C_ф + C_н + C_0 \perp C_{св}) \frac{dU_н}{dt} = K_I I_{св}(t) + \frac{C_0}{C_0 + C_{св}} [I_г - I_{св}(t)] \quad (3.27)$$

и, таким образом, зависит от «сквозного» проникновения части входного тока $I_г$ в цепь нагрузки.

Проходная емкость оптрона относительно невелика ($C_0 \ll C_{св}$) и не оказывает существенного влияния на характер и скорость переключения светодиода. Поэтому ток проводимости светодиода в процессе включения приемлемо точно описывается характеристикой (3.10), полученной ранее без учета C_0.

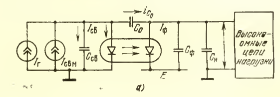
Соотношение (3.27) можно, таким образом, записать в виде

$$(C_ф + C_н + C_0 \perp C_{св})\, dU_н/dt = K_{I\,дин}(t)\, I_г, \qquad (3.28)$$

объединяя в динамическом коэффициенте передачи тока

$$K_{I\,дин}(t) = \left(K_I + \frac{C_0}{C_0 + C_{св}} \exp\frac{t_{зд\,св} - t}{\tau_{C св}}\right) \Bigg/ \left(1 + \exp\frac{t_{зд\,св} - t}{\tau_{C св}}\right)$$

факторы оптического (K_I) и электрического (C_0) взаимодействия светоизлучателя и фотоприемника.



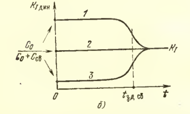


Рис. 3.34. Модель и характер действия проходной емкости оптрона

Зависимость $K_{I\,дин}(t)$ иллюстрируется рис. 3.34,б. Возможны три варианта. Если $C_0/(C_0+C_{св}) > K_I$, то в процессе включения оптрона определяющей оказывается электрическая связь (см. кривую 1), лишь при $t > t_{зд\,св}$ влияние проходной емкости C_0 угасает. Если $C_0/(C_0+C_{св}) < K_I$ (кривая 3) роль емкости C_0 относительно невелика. Возможен и частный случай $C_0/(C_0+C_{св}) = K_I$, в котором электрическая связь на первых порах успешно компенсирует временное бездействие оптического канала (см. прямую 2). Таким образом, в определенных рамках действие проходной емкости C_0 оказывается полезным.

Все же негативные явления, связанные с проходной емкостью C_0, явно преобладают. Существенно влияет на работоспособность оптоэлектронного устройства проникновение по «паразитным» емкостным каналам электрических помех, возникающих в цепях питания и заземления. Заметно возрастает из-за C_0 вероятность ложного переключения и самовозбуждения оптоэлектронного устройства. Поэтому технические меры, обеспечивающие уменьшение проходной емкости C_0, резко повышают и качество оптрона и эффективность его применения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р.** Оптроны для микроэлектронной аппаратуры. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/ Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 2, с. 138—153.
2. **Hertz L. M.** General Electric solid state lamps. Pt. II. Applications manual — Cleveland: GEC Publications, 1970. — 48 p.
3. **Sorensen H.** Designer's guide to: optoisolators. Pt. 4. — EDN, 1976, v. 21, № 6, p. 86—93.
4. **Маттера.** Оптрон с внутренним стабилизатором. — Электроника, 1977, т. 50, № 2, с. 75—76.
5. **Малышков Г. М., Русланов В. И.** Работа фототранзистора в импульсных усилителях. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1971, вып. 2, с. 44—50.
6. **Riddle G. C.** Bright future for opto-electronics. — Electronic Engineering, 1973, v. 45, № 547, p. 89—92.
7. **Kadah Z.** Transistor bleeder gives opto-isolator a wide temperature range of operation. — Electronic Design, 1974, v. 22, № 7, p. 44.
8. **Сидоров А. С.** Диодные и транзисторные ключи. — М.: Связь, 1975.—160 с.
9. **Сидоров А. С.** Анализ процессов переключения диодных и транзисторных оптронов. — Радиотехника и электроника, 1978, т. 23, № 5, с. 1094—1097.

Глава 4

ЦИФРОВЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

4.1. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

По современным техническим требованиям быстродействие относится к важнейшим показателям качества электронных приборов и устройств. Для оптронов этот показатель имеет особое значение. Только малоинерционные оптроны способны эффективно и безотказно взаимодействовать с быстродействующей микроэлектронной техникой при интенсивной информационной загрузке. Таким образом, быстродействие не только отражает способность оптронов оперативно передавать или

обрабатывать информацию, но и в значительной степени определяет сферы и масштабы их применения [1].

Динамические показатели оптронов не достигают уровня, свойственного малоинерционным микроэлектронным элементам и узлам. Поэтому комбинированные (оптоэлектронные) схемы, как правило, уступают по быстродействию однотипным микроэлектронным устройствам. Снижение быстродействия, связанное с введением оптронов, оказывается сравнительно небольшим лишь в оптимальных схемах и режимах. В связи с этим особое внимание к схемотехнике быстродействующих оптоэлектронных переключателей является, на наш взгляд, целесообразным и оправданным.

Основным ориентиром при построении быстродействующих оптоэлектронных элементов и устройств могут служить модели быстрого переключения малоинерционных оптронов, детально рассмотренные в гл. 3. Далеко не всегда, естественно, синтезированные модели удается реализовать максимально полно и эффективно. К тому же к оптоэлектронным устройствам предъявляются и другие технические требования (надежность, экономичность, помехоустойчивость и т. д.); многие из них в той или иной степени противоречат рекомендациям, нацеленным на оптимальное построение быстродействующих оптронных схем. Тем не менее можно выделить ряд полезных приёмов и решений, широко используемых разработчиками быстродействующей оптронной техники.

Отметим, в первую очередь, что многие схемы эффективного возбуждения светоизлучателей, описанные выше (в § 3.1), относятся к разряду быстродействующих без существенных оговорок. Выделим в этом плане транзисторные ключи (рис. 3.1,*г*, 3.2,*а* и *в*), диодные и транзисторные переключатели тока (рис. 3.4).

Более специфичной и разнообразной оказывается схемотехника быстрого переключения фотоприемников. Некоторые фотодиодные и фототранзисторные схемы, обладающие достаточно высоким быстродействием, уже рассматривались (см. рис. 3.5 и 3.6). Основная часть малоинерционных переключателей с фотоприемниками представлена ниже.

Быстрое переключение светодиода достигается в регенеративном транзисторном устройстве, охваченном достаточно глубокой положительной обратной связью. Убедительным примером этого может служить схема тран-

зисторного триггера с эмиттерной связью (рис. 4.1,*а*), где светодиод включен в коллекторную цепь выходного транзистора *T2*. Введение светодиода заметно изменяет «стандартный» статический режим такого триггера. Светодиод, смещенный в прямом направлении, не оказывает существенного электрического сопротивления коллекторному току открытого транзистора *T2*. Поэтому насыщение транзистора *T2* (при закрытом транзисторе *T1*) в схеме рис. 4.1,*а* не достигается.

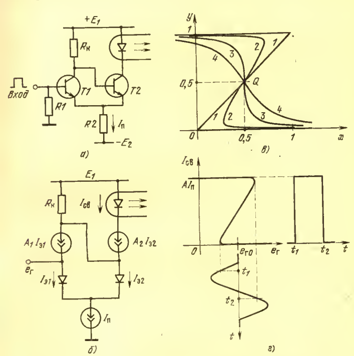


Рис. 4.1. Переключение светодиода триггером с эмиттерной связью

Суммарный эмиттерный ток $I_п$ транзисторов задан по высокоомной цепи с резистором *R2*. Транзистор *T1* (при закрытом транзисторе *T2*) не насыщен, если уровень $e_г \leqslant E_1 - A_1 I_п R_к$. Естественно также учитывать, что ВАХ коллекторного *p—n*-перехода имеет заметный порог по напряжению $U_{бк\,пор}$ (для кремниевых транзисторов 0,5 ... 0,6 В). Поэтому «собственный» ток коллек-

торного p—n-перехода $I_{бк1}$ транзистора $T1$ незначителен даже при насыщении транзистора, если $e_г \leqslant E_1 - A_1 I_п R_к + U_{бк\,пор}$.

Анализируя особенности работы триггера со светоизлучателем, используем нелинейную модель устройства, представленную на рис. 4.1,*б*. В модели учитываются лишь существенные свойства ненасыщенных биполярных транзисторов: весьма нелинейные ВАХ эмиттерных p—n-переходов $I_э = I_{э0}\{\exp[U_{бэ}/(m\varphi_T)] - 1\}$, определяющие ключевые свойства транзисторов, и возможность эффективного управления коллекторным током $AI_э$ по эмиттерной цепи (транзисторный эффект).

Полагая параметры однотипных транзисторов $T1$ и $T2$ идентичными, получаем, что эмиттерный ток $I_{э2}$ транзистора $T2$, а следовательно, и ток проводимости $I_{св}$ светодиода зависят от уровня управляющего сигнала $e_г$; однако искомая зависимость $I_{э2} = \psi(e_г)$ записывается лишь в неявной форме:

$$e_г - E_1 + AI_п R_к = (2A - 1)\, I_{э2} R_к + m\varphi_T \ln \frac{I_э + I_{э0} - I_{э2}}{I_{э2} + I_{э0}}. \qquad (4.1)$$

Учитывая, что микротоки $I_{э0} \ll I_п$, коэффициенты $A \lessapprox 1$, и вводя безразмерные переменные $y = I_{э2}/I_п$, $x = (e_г + AI_п R_к - E_1)/(I_п R_к)$ и параметр $a = m\varphi_T/(I_п R_к)$, преобразуем соотношение (4.1) к более компактному виду:

$$x = y + a \ln[(1-y)/y]. \qquad (4.1а)$$

Графики, иллюстрирующие зависимость (4.1а), представлены на рис. 4.1,*в*. Рассчитаны функции $y(x)$ для $a \to 0$ (кривая *1*), $a = 0{,}08$ (кривая *2*), $a = 0{,}25$ (кривая *3*), $a = 0{,}4$ (кривая *4*).

Отметим, в первую очередь, что при $y = 0{,}5$ уровень $x = 0{,}5$ независимо от параметра a. Таким образом, все исследуемые кривые проходят на графике рис. 4,1,*в* через точку Q с координатами [0,5, 0,5]. Физический смысл отмеченной особенности очевиден: именно в этом режиме потенциалы на базах транзисторов одинаковы и ток $I_п$ отбирается по эмиттерным цепям идентичных транзисторов $T1$ и $T2$ в равной степени ($I_{э1} = I_{э2} = I_п/2$) независимо от других параметров триггера.

Важным фактором является наличие четко выраженного падающего участка функции $y(x)$ при относительно небольших значениях параметра a. Расчет критической величины a, при которой появляется падающий участок, несложен. Дифференцируя функцию (4.1а) по y и приравнивая производную dx/dy нулю, получаем, что при $y = 0{,}5$ $a_{кр} = 0{,}25$. Таким образом, быстрое (лавинообразное) переключение триггера (рис. 4.1,*а*) достигается лишь при выполнении условия

$$I_п R_к > 4m\varphi_T. \qquad (4.2а)$$

Например, в типичном варианте: $m\varphi_T = 40$ мВ, $I_п = 10$ мА форсированное переключение светодиода достигается в схеме рис. 4.1,*а* уже при $R_к > 16$ Ом.

Рис. 4.1,*г* иллюстрирует несложный механизм формирования крутых перепадов тока проводимости $I_{св}$ светодиода при воздействии медленно изменяющихся входных сигналов $e_г(t)$. Уровень управляю-

щего потенциала $e_г$, соответствующий середине падающего участка функции $I_{п2}(e_г)$, составляет

$$e_{г0}=E_1-0{,}5I_пR_к. \qquad (4.2б)$$

При $E_1=3$ В, $I_п=20$ мА, $R_к=200$ Ом уровень $e_{г0}=1$ В.

Чувствительность триггера к управляющим сигналам зависит от гистерезиса пороговых напряжений $\Delta e_{г\,пор}$. Зависимость $\Delta e_{г\,пор}$ от параметра a несложно рассчитать по характеристике (4.1а), полагая $dx/dy=0$,

$$\Delta e_{г\,пор}=m\varphi_T\left(\frac{\sqrt{1-4a}}{a}+4\ln\frac{1-\sqrt{1-4a}}{2\sqrt{a}}\right). \qquad (4.2в)$$

Если $a=0{,}09$, то $\Delta e_{г\,пор}=4{,}54\,m\varphi_T$ (220 мВ), при $a=0{,}16$ $\Delta e_{г\,пор}=0{,}98m\varphi_T$ (40 мВ). Очевидно, что для улучшения чувствительности триггера (рис. 4.1,*а*) к управляющим сигналам напряжения целесообразно увеличивать параметр a (но не выше $a_{кр}=0{,}25$). Поскольку уровень эмиттерного тока $I_п$ однозначно определяется условием эффективного возбуждения светодиода, уменьшение гисте-

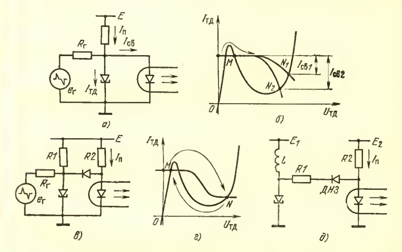


Рис. 4.2. Ключевые схемы на туннельных диодах для управления светодиодами

резиса пороговых напряжений достигается использованием коллекторного резистора $R_к$ с небольшим сопротивлением.

В качестве мощных быстродействующих переключателей светодиодов успешно применяются весьма несложные каскады с отрицательным электрическим сопротивлением, построенные на однопереходных или лавинных транзисторах [2].

Эффективно управляют светоизлучателями компактные малоинерционные элементы на туннельных диодах

Отметим в первую очередь известную ключевую схему, согласно которой светодиод возбуждается триггером, построенным на одном туннельном диоде (рис. 4.2,*а*). При переключении триггера в прямом направлении кратковременным сигналом положительной полярности часть тока питания $I_п$ ответвляется в цепь светодиода (рис. 4.2,*б*), чем и достигается излучение света. Однако амплитуда тока, возбуждающего светодиод, весьма существенно зависит от ВАХ диодов и потому нестабильна. В самом деле, при относительно большом пороговом напряжении светодиода ток его возбуждения невелик ($I_{св1}$ на рис. 4.2,*б*). Даже при небольшом уменьшении порогового напряжения ток возбуждения светодиода возрастает ($I_{св2}$ на рис. 4.2,*б*).

Более стабильные характеристики имеет ключевая схема с дополнительным туннельным диодом, показанная на рис. 4.2,*в* [3]. В исходном состоянии рабочая точка туннельного диода фиксируется на первой восходящей ветви ВАХ (рис. 4.2,*г*). Если в качестве диода используется германиевый или кремниевый диод, а светодиод, как обычно, изготавливается на основе арсенида галлия, то суммарное падение напряжения на управляющих диодах оказывается заметно меньше, чем пороговое напряжение светодиода. Поэтому ток, фиксированный резистором *R2*, ответвляется в цепь с диодом и туннельным диодом, минуя светодиод.

При воздействии сигнала положительной полярности от источника $e_г$ туннельный диод переключается в прямом направлении и напряжение на его аноде резко возрастает. В результате диод запирается и ток переключается в цепь светодиода. Световой поток, излучаемый светодиодом, зависит от тока $I_п$, но не изменяется при дрейфе электрических характеристик туннельного диода. Входной сигнал отрицательной полярности переключает туннельный диод в обратном направлении, ток $I_п$ ответвляется в цепь вновь открывающегося диода, а светодиод выключается.

Кратковременные импульсы света генерирует каскад, построенный по схеме рис. 4.2,*д*, где в цепь связи туннельного диода и светодиода введен диод с накоплением заряда (ДНЗ) [4]. Мультивибратор на туннельном диоде действует в автоколебательном режиме. Если рабочая точка туннельного диода движется по первой восходящей ветви ВАХ, то напряжение на его аноде весьма

невелико. В таком режиме ток в цепи с высокоомным резистором *R2* ответвляется главным образом в цепь диода с накоплением заряда, поскольку германиевый или кремниевый ДНЗ имеет существенно меньший статический порог по напряжению, чем арсенидо-галлиевый светодиод, а падение напряжения на низкоомном резисторе *R1* относительно невелико. В результате в базе ДНЗ накапливается избыточный заряд неосновных носителей, а светодиод обесточивается.

При переключении рабочей точки туннельного диода на вторую восходящую ветвь ВАХ напряжение на его аноде резко и значительно увеличивается. Однако диод с накоплением заряда не реагирует на столь быстрое изменение потенциала, и перепад напряжения, формируемый туннельным диодом, беспрепятственно проходит через ДНЗ в цепь светодиода. Ток в цепи связи туннельного диода и светодиода ограничивается в этом случае только резистором *R1*. В результате ток светодиода быстро возрастает и формируется кратковременный импульс света, поскольку заряд неосновных носителей в базе ДНЗ быстро рассасывается, ДНЗ резко запирается и размыкает цепь связи туннельного диода и светодиода. Небольшой ток $I_п$ недостаточен для возбуждения мощного потока света.

В дальнейшем рабочая точка туннельного диода движется по второй восходящей ветви к минимуму ВАХ, переключается на первую восходящую ветвь и поднимается к максимуму ВАХ. Новый кратковременный импульс света генерируется лишь при переключении рабочей точки туннельного диода на вторую восходящую ветвь ВАХ.

При выборе фотоприемников для быстродействующих оптоэлектронных переключателей предпочтение, естественно, отдается малоинерционным фотодиодам. В подобных случаях, однако, в состав переключателя обязательно вводится высокочастотный усилитель фототока. Учитывается также, что согласование фотоприемника по электрическим характеристикам и быстродействию с логическими элементами цифровой микроэлектронной системы оказывается сравнительно несложным, если оптоэлектронный переключатель строится на базе логического элемента [5, 6].

Быстрое развитие переходных процессов достигается в ключевых схемах с каскодным соединением выходных

транзисторов [7. 8]. Особенности схемы переключения, показанной на рис. 4.3,*а*, связаны с организацией синхронного взаимодействия диодных оптронов, весьма существенного для переключателей каскодного типа. Излучатели оптронов *ОД1* и *ОД2* соединены с источником неизменного тока $I_п$, причем переключение тока $I_п$ осуществляется перепадом напряжения $e_г(t)$. При положительном уровне $e_г$ ток $I_п$ ответвляется в цепь с излучателем оптрона *ОД1*, который генерирует вспышку света и включает фотодиод. В свою очередь, диодный оптрон

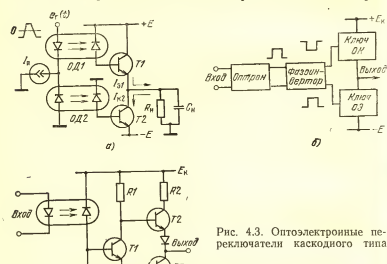


Рис. 4.3. Оптоэлектронные переключатели каскодного типа

ОД1 отпирает транзистор *Т1*, значительный эмиттерный ток $I_{э1}$ быстро заряжает емкость нагрузки $C_н$, и на выходе оптоэлектронного переключателя формируется положительный перепад напряжения. Транзистор *Т2* в этом режиме закрыт и не препятствует быстрому развитию переходных процессов.

При спаде входного сигнала $e_г(t)$ до отрицательного уровня ток $I_п$ переключается в цепь управления оптрона *ОД2*, который генерирует фототок и включает транзистор *Т2*. Быстро нарастающий коллекторный ток $I_{к2}$ форсирует разрядку емкости $C_н$. Транзистор *Т1* в этом

случае закрыт и не задерживает развитие переходных процессов. В результате на выходе оптоэлектронного переключателя формируется отрицательный перепад напряжения.

Попеременное переключение выходных транзисторов, соединенных по каскодной схеме, несложно организовать и с помощью одного оптрона, используя промежуточный фазоинвертор (рис. 4.3,*б*). Поскольку комбинация фазоинвертор — выходной каскодный переключатель являет-

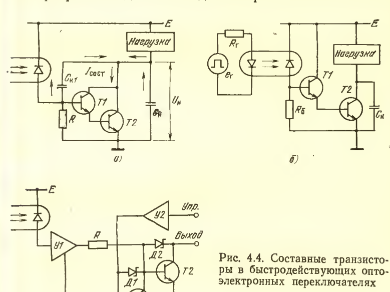


Рис. 4.4. Составные транзисторы в быстродействующих оптоэлектронных переключателях

ся основой элементов транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), целесообразно и оптоэлектронные переключатели рассматриваемого типа (рис. 4.3,*б*) строить на базе элементов ТТЛ [5, 6].

Один из вариантов переключателя иллюстрируется схемой, представленной на рис. 4.3,*в*. Если диодный оптрон не возбужден, то транзисторы *T1* и *T3* заперты, а выходной потенциал близок к уровню $E_к$. При включении диодного оптрона транзисторы *T1* и *T3* фиксируются в режиме насыщения и замыкают выходную цепь.

Диод, компенсирующий остаточное падение напряжения на насыщенных транзисторах *T1* и *T3*, способствует четкому выключению транзистора *T2*. Детально процессы переключения элементов ТТЛ рассматриваются в монографии [7]. Принцип (рис. 4.3,*а*) и схема (рис. 4.3,*б*) реализованы в оптронном инверторе-переключателе серии К249ЛП1 отечественного производства.

Оптоэлектронные переключатели с транзисторными каскадами Дарлингтона не относятся к разряду быстродействующих. Одним из важных инерционных факторов, существенно ограничивающих скорость переключения составного транзистора, является коллекторная емкость $C_{к1}$ входного транзистора *T1* (рис. 4.4,*а*). Согласно известному эффекту Миллера действие коллекторной емкости $C_к$ одиночного транзистора при управлении по базовой цепи оценивается величиной $C^*_к=(1+B)C_к \gg C_к$. Для составного транзистора (рис. 4.4,*а*) эффективное значение емкости $C^*_{к1}=(1+B_1)(1+B_2)C_{к1}$ гораздо (в сотни и тысячи раз) больше емкости $C_{к1}$, что и объясняет относительно невысокое быстродействие каскада Дарлингтона (рис. 4.4,*а*).

Даже в оптимальных условиях включения составного транзистора скорость формирования выходного перепада напряжения $U_н$ под действием фототока $I_ф$ не превышает

$$\frac{dU_н}{dt} = -\frac{I_ф}{C_{к1}+(1-A_1)(1-A_2)C_н} \approx -\frac{I_ф}{C_{к1}}.$$

Таким образом, соединение транзисторов по схеме Дарлингтона в быстродействующих переключателях оказывается неэффективным.

Лучшими динамическими характеристиками обладает оптоэлектронный переключатель, построенный по схеме рис. 4.4,*б* [9]. Коллекторный потенциал транзистора *T1* фиксирован на неизменном уровне, и емкость $C_{к1}$ не шунтирует выходную цепь переключателя. Вместе с тем емкость нагрузки $C_н$ и эффективная коллекторная емкость $C^*_{к2}=(1+B_2)C_{к2}$ перезаряжаются в процессе включения транзистора *T2* значительным током $I_{к2}=(1+B_1)B_2I_ф$.

Схемный принцип (рис. 4.4,*б*) использован при построении высокочастотного усилителя фототока (рис. 4.4,*в*), предназначенного для быстродействующих оптоэлектронных переключателей [9]. Кроме промежу-

точных усилительных звеньев *У1* и *У2*, в схему рис. 4.4,*в* введены диоды Шоттки *Д1* и *Д2*, исключающие переход транзисторов *Т1* и *Т2* в режим насыщения.

Инерционность фотодиодов и фототранзисторов, связанная с действием барьерных емкостей, существенно не проявляется, если в процессе переключения оптрона раз-

Рис. 4.5. Переключатели с низкоомной нагрузкой фотоприемников

ность потенциалов в выходной цепи фотоприемника изменяется незначительно. Этот несложный, но полезный принцип реализуется в схемах с низкоомной нагрузкой фотоприемников. Проектирование таких схем не представляет серьезных трудностей.

В качестве низкоомной нагрузки фотодиодов и фототранзисторов успешно используются транзисторные каскады с общей базой [10]. В быстродействующем оптоэлектронном переключателе (рис. 4.5,*а*) усилитель фототока, построенный на транзисторе *Т1*, непосредственно соединен с входной цепью транзистора *Т2*, обладающей весьма небольшим сопротивлением. Выходной сигнал формируется в коллекторной цепи каскада с общей базой. В другом схемном варианте, представленном на

рис. 4.5,*б*, коллекторная цепь фототранзистора замкнута на низкоомную входную цепь каскада с фиксированным потенциалом базы. Усиление тока осуществляется выходным транзисторным каскадом с общим эмиттером.

Небольшим входным сопротивлением обладает двухкаскадный транзисторный усилитель, охваченный параллельной обратной связью по току. Схема такого усилителя уже рассматривалась (см. рис. 3.5,*в*). Малоинерционное сочетание диодного оптрона и усилителя с отрицательной обратной связью по току эффективно используется в оптоэлектронном переключателе серии К262КП1 отечественного производства (рис. 4.5,*в*).

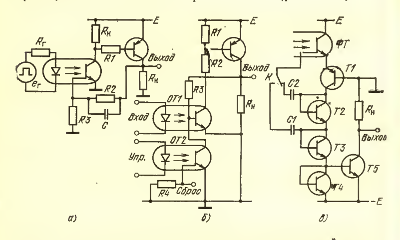


Рис. 4.6. Оптоэлектронные переключатели с регенерацией сигналов

Отметим также, что изменение разности потенциалов на фотоприемнике в процессе его переключения удается свести к минимуму, используя в качестве нагрузки оптрона операционный транзисторный усилитель, охваченный глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Детально схемы такого типа рассматриваются ниже (в гл. 5).

Резкое увеличение скорости переходных процессов, сопровождающих переключение фотоприемников, обеспечивается в схемах с положительными обратными связями [1, 8, 11, 12]. В таких схемах сигналы фототока лишь начинают процесс переключения; дальнейшее развитие переходного процесса происходит с нарастающей скоростью (лавинообразно).

Схема быстродействующего оптоэлектронного переключателя [12] с регенерацией сигналов фототока показана на рис. 4.6,*а*. Переключатель фиксируется в одном из двух состояний устойчивого равновесия. Если излучатель не возбужден, то фототранзистор оптрона и выходной транзистор закрыты. В другом устойчивом состоянии и освещенный фототранзистор, и выходной транзистор насыщены.

В течение переходного процесса переключения оба транзистора действуют в нормальном активном режиме, обеспечивая эффективную регенерацию сигналов фототока (при возбуждении оптрона) и быстрое запирание фототранзистора (при выключении светоизлучателя). Конденсатор небольшой емкости способствует ускоренному развитию переходных процессов переключения. Согласно данным [12] введение положительных обратных связей по схеме рис. 4.6,*а* повышает быстродействие переключателя с транзисторным оптроном по меньшей мере на порядок.

Быстродействующий оптоэлектронный переключатель [11] строится по схеме, представленной на рис. 4.6,*б*. Цепь нагрузки $R_н$ коммутирует транзистор, управляемый транзисторным оптроном *OT1*. Если оптрон *OT1* не возбужден, то выходной транзистор закрыт. При воздействии входного сигнала положительной полярности излучатель оптрона *OT1* смещается в прямом направлении и генерирует поток света. Выходной фототок этого оптрона отпирает транзистор. Дальнейшее развитие переходных процессов в замкнутой цепи, содержащей выходной транзистор и фототранзистор оптрона *OT1*, благодаря действию положительной обратной связи происходит с нарастающей скоростью (лавинообразно). В конце переходных процессов эти транзисторы оказываются в режиме насыщения и цепь с резистором $R_н$ подключается к источнику напряжения *E*.

Очевидно, что организация положительных обратных связей в схемах рис. 4.6,*а* и *б* в значительной степени аналогична. Специфика переключателя (рис. 4.6,*б*) связана, в частности, с введением транзисторного оптрона *OT2*. Освещенный фототранзистор этого оптрона является дополнительным источником тока, который можно использовать для бесконтактного управления переключателем по оптическому каналу. Вместе с тем с помощью фототранзистора оптрона *OT1* несложно органи-

зовать выключение (сброс) устройства (рис. 4.6,*б*) по электрической цепи.

Эффективное ускорение переходных процессов, сопровождающих переключение фототранзистора, достигается в устройстве [8] по оригинальной схеме рис. 4.6,*в*. Фототранзистор взаимодействует с транзистором *T1*, потенциал базы которого фиксирован (см. подобные схемы на рис. 4.5,*а* и *б*). При освещении фотоприемника разность потенциалов на эмиттерных *p—n*-переходах кремниевых фототранзисторов и *T1* должна измениться на 0,5 ... 0,7 В, что связано с достаточно длительной перезарядкой барьерных емкостей транзисторов. Развитие переходных процессов переключения удается форсировать, обеспечивая положительную обратную связь по цепям с конденсаторами *C1* или *C2* (рис. 4.6,*в*).

Согласно рекомендациям [8] глубина положительной обратной связи должна строго ограничиваться, чтобы избежать самовозбуждения переключателя. Оптимальное развитие переходных процессов в схеме рис. 4.6,*в* достигается при условии, что потенциал коллектора транзистора *T1* изменяется так же, как разность потенциалов на эмиттерных *p—n*-переходах транзисторов *ФТ* и *T1*. Для этого в коллекторную цепь транзистора *T1* введены транзисторы *T2* ... *T4* (в диодном включении). По экспериментальным данным [8], два транзистора (*T3* и *T4*) создают сигнал обратной связи по цепи с C_1= =0,001 мкФ, недостаточный для полной компенсации. Более эффективная компенсация обеспечивается по каналу с конденсатором *C2* небольшой емкости (10 ... ... 40 пФ).

О целесообразности введения «следящих» обратных связей можно судить по следующим показателям [8]: при $R_н$=100 Ом устройство (рис. 4.6,*в*) без обратных связей переключается за 18 мкс; компенсация по цепи с конденсатором *C1* уменьшает длительность переключения до 5 мкс; лучшее быстродействие (3 мкс) достигается с организацией обратной связи через конденсатор *C2*.

Выделяя быстродействующие оптоэлектронные переключатели с положительными обратными связями (рис. 4.6), следует специально подчеркнуть, что регенеративные устройства (триггеры, генераторы) с оптическим управлением имеют важное самостоятельное значение и детально рассматриваются ниже (в § 4.4).

4.2. ЛОГИЧЕСКИЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Применение оптронов дает возможность несложными схемными средствами реализовать основные логические функции элементов цифровой техники. Цифровые элементы, построенные на транзисторных оптронах (рис. 4.7), моделируют логические функции двух независимых переменных x_1 и x_2 [13]. Если переменная x принимает значение 0, то соответствующий фототранзистор не освещен и закрыт. В состоянии, когда переменная x достигает значения 1, фототранзистор освещен и насыщен. Если выходной потенциал оптоэлектронного ключа фиксирован на низком уровне, то логическая функция y переменных x_1 и x_2 равна 0; при относительно высоком выходном потенциале функция y имеет значение 1.

Логические операции, выполняемые цифровыми оптоэлектронными схемами (рис. 4.7), объединены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Логические функции оптоэлектронных элементов

Схема рис. 4.7	x_1 / x_2 / y	0 / 0	1 / 0	0 / 1	1 / 1	Логическая функция
а	$x_1 \& x_2$	0	0	0	1	Конъюнкция (И)
б	x_1 / x_2	1	1	1	0	Штрих Шеффера (И—НЕ
в	$x_1 \vee x_2$	0	1	1	1	Дизъюнкция (ИЛИ)
г	$x_1 \downarrow x_2$	1	0	0	0	Стрелка Пирса (ИЛИ—НЕ)
д	$x_1 \quad x_2$	1	1	1	0	Штрих Шеффера (И—НЕ)
е	$x_1 \quad x_2$	1	0	1	1	Импликация
ж	$x_2 \quad x_1$	0	0	1	0	Запрет
з	$x_1 \quad x_2$	1	0	0	0	Стрелка Пирса (ИЛИ—НЕ)

Рассматривая схемные особенности логических оптоэлектронных элементов, отметим, что управляющие оптопары светодиод — фототранзистор и источники тока $i_г$, возбуждающие светодиоды, полностью показаны лишь на рис. 4.7,*а*. На других рисунках (4.7,*б* — *з*), как и в со-

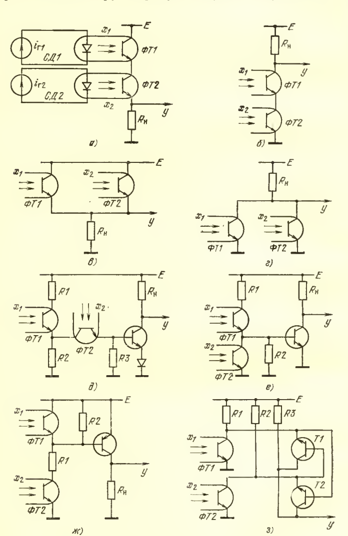


Рис. 4.7. Логические оптоэлектронные элементы

общении [13], представлены только фотоприемные части оптронов — фототранзисторы.

Оптоэлектронный элемент, выполняющий логическое умножение (рис. 4.7,*а*), поддерживает выходной потенциал на высоком уровне, близком к напряжению E, если оба фототранзистора (и *ФТ1* и *ФТ2*) освещены и насыщены. В цифровой схеме (рис. 4.7,*б*), моделирующей логическую функцию И—НЕ (штрих Шеффера), нормально высокий выходной потенциал существенно снижается лишь при одновременном насыщении фототранзисторов *ФТ1* и *ФТ2*.

Оптоэлектронный элемент, показанный на рис. 4.7,*в*, обеспечивает логическое сложение переменных x_1 и x_2, потенциал на выходе элемента резко возрастает при насыщении любого фототранзистора (*ФТ1* и *ФТ2*). В цифровой схеме (рис. 4.7,*г*), моделирующей логическую функцию ИЛИ—НЕ (стрелка Пирса), выходной потенциал фиксируется на низком уровне, если фототранзисторы *ФТ1* и *ФТ2* раздельно или совместно освещены и насыщены.

Биполярный транзистор в оптоэлектронной схеме рис. 4.7,*д* закрыт и поддерживает высокий выходной потенциал при условии, что один из фототранзисторов (*ФТ1* и *ФТ2*) не освещен. Если оба фототранзистора освещены и насыщены, то биполярный транзистор переключается в состояние насыщения по каналу E—R_1. При этом выходной потенциал ключа резко снижается. Таким образом, элемент рис. 4.7,*д* моделирует функцию И—НЕ (штрих Шеффера).

Биполярный транзистор, действующий на выходе логического оптоэлектронного элемента (рис. 4.7,*е*), закрыт и сохраняет высокий коллекторный потенциал в трех возможных ситуациях: если фототранзисторы *ФТ1* и *ФТ2* одновременно закрыты или насыщены, а также если фототранзистор *ФТ1* закрыт, а *ФТ2* насыщен. Лишь в единственном случае, когда фототранзистор *ФТ1* освещен и насыщен, а фототранзистор *ФТ2* закрыт и не шунтирует базовую цепь транзистора, выходной ключ переходит в режим насыщения и коллекторный потенциал транзистора снижается. Такой логический элемент выполняет функцию «импликация».

Транзистор в логической оптоэлектронной схеме (рис. 4.7,*ж*) насыщен и фиксирует выходной потенциал на высоком уровне только когда фототранзистор *ФТ2*

освещен и создает в цепи резистора $R1$ заметный ток, а фототранзистор *ФТ1* закрыт. В других возможных ситуациях транзистор закрыт, и выходной потенциал ключа невелик. Рассматриваемый логический элемент выполняет функцию «запрет».

Эмиттерные цепи биполярных транзисторов *Т1* и *Т2* в оптоэлектронном переключателе на рис. 4.7,з соединены с шиной нулевого потенциала через фототранзисторы *ФТ1* и *ФТ2*. Если фототранзисторы не освещены,

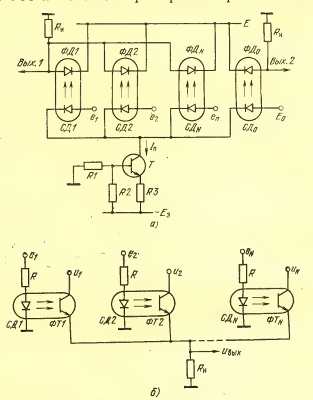


Рис. 4.8. Матричные оптронные переключатели

то эмиттеры транзисторов *Т1* и *Т2* не имеют низкоомных электрических связей. В таком режиме транзисторы закрыты, а выходной потенциал ключа фиксирован на высоком уровне. В любой другой ситуации по меньшей мере один из фототранзисторов освещен и насыщен, со-

единенный с ним по эмиттерной цепи биполярный транзистор также насыщен, выходной потенциал ключа относительно невелик. Такой оптоэлектронный элемент моделирует логическую функцию ИЛИ—НЕ (стрелка Пирса).

В развитии цифровых оптронных микросхем прослеживается тенденция, свойственная микроэлектронике в целом, — повышение степени интеграции. Иллюстрируя особенности использования оптронных микросхем повышенной интеграции, представим в качестве примера многоканальный переключатель на диодных оптронах (рис. 4.8,*а*).

Транзисторный каскад фиксирует неизменным ток $I_п$, питающий светодиоды *СД1*—$СД_N$. Эмиттерный потенциал светодиода $СД_0$ стабилизирован на уровне E_0. Распределение тока $I_п$ в цепях со светодиодами зависит от соотношения управляющих потенциалов e_1—e_N и напряжения E_0. Если уровень E_0 выше любого из управляющих потенциалов на 0,3 ... 0,5 В, то в этом случае ток $I_п$ ответвляется в цепь светодиода $СД_0$ и на эмиттере фотодиода $ФД_0$ возникает напряжение $U_{вых2} \approx \approx K_I I_п R_н$. В цепи, соединяющей невозбужденные фотодиоды *ФД1*—$ФД_N$, заметного напряжения практически нет ($U_{вых1} \approx 0$). Если управляющий потенциал на эмиттере одного из светодиодов *СД1*—$СД_N$ превышает уровень E_0 на 0,3 ... 0,5 В, ток $I_п$ переключается в цепь этого светодиода и на эмиттерах объединенных фотодиодов формируется положительный перепад напряжения $U_{вых1} \approx K_I I_п R_н$. Потенциал $U_{вых2}$ при этом спадает до нуля.

Многоканальный оптоэлектронный переключатель, показанный на рис. 4.8,*а*, действует, по существу, подобно транзисторному логическому элементу с эмиттерными связями, но в отличие от транзисторной схемы обеспечивает эффективную гальваническую развязку цепей управления и нагрузки.

Еще один схемный вариант матричного оптоэлектронного переключателя — фрагмента многоканального аналого-цифрового преобразователя [14] — представлен на рис. 4.8,*б*. В каждом из N каналов преобразователя действует транзисторный оптрон. Аналоговые сигналы u_1 ... u_N подаются на коллекторы фототранзисторов *ФТ1* ... $ФТ_N$. Светодиоды *СД1* ... $СД_N$ попеременно возбуждаются сигналами e_1 ... e_N. В процессе преобразова-

ния сигнала $u_k (k<N)$ разрешающий потенциал e_k фиксирован на высоком уровне, светодиод $СД_k$ интенсивно излучает, а оптически связанный с ним фототранзистор $ФТ_k$ оказывается в режиме насыщения и «подает» сигнал u_k в цепь нагрузки $R_н$. Последующее представление аналогового сигнала u_k в цифровой форме осуществляется по стандартной методике [14].

Богатые функциональные возможности интегрированных оптоэлектронных матриц хорошо известны [15]. Однако промышленное производство многоканальных оптронов находится на начальной стадии развития (укажем на двухканальные приборы К249КН1, К249КП1 и трехканальный АОД109).

4.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ОПТРОНОВ С ЦИФРОВЫМИ МИКРОСХЕМАМИ

Обязательным условием широкого применения оптронов является эффективное согласование светоизлучателей и фотоприемников с интегральными элементами цифровой техники, и в первую очередь с весьма распространенными элементами ТТЛ.

Управление светодиодами с помощью элементов ТТЛ организовать технически несложно [1, 16]. Следует лишь учитывать ряд особенностей успешного взаимодействия светодиодов и ключевых ИС. Необходимо четко ограничивать ток проводимости открытого светоизлучателя, что позволяет фиксировать уровень мощности генерируемого светового потока и избежать превышения эксплуатационной нормы тока. Важно также обеспечить достаточную универсальность схем, сопрягающих интегральные элементы и светодиоды. Такие схемы не должны существенно изменять электрический режим и нарушать работоспособность источника переключающих сигналов (интегрального транзисторного элемента). Необходимо предусмотреть возможность замены однотипных интегральных элементов, учитывая технологический разброс их параметров.

Отмеченным требованиям в значительной степени удовлетворяют схемы управления светодиодами, представленные на рис. 4.9. В простейшей схеме (рис. 4.9,*а*) светоизлучатель соединен с выходом интегрального логического элемента (ЛЭ) посредством токоограничивающего резистора R. Выходной потенциал выключенного элемента ЛЭ близок к напряжению питания E, поэтому

ток проводимости светодиода невелик. При включении логического элемента напряжение на его выходе резко спадает и практически не ограничивает ток в цепи со светодиодом. В этом состоянии ток возбуждения излучателя фиксируется на уровне $I_п=(E-U_{св})/R$; здесь $U_{св}=1{,}2 \ldots 1{,}5$ В — падение напряжения на арсенидогаллиевом светодиоде, смещенном в прямом направлении.

Рис. 4.9. Логические элементы в цепях управления светодиодами.

В схеме рис. 4.9,*б* используется принцип переключения тока $I_п$, заданного в цепи с высокоомным резистором. В качестве диода используется германиевый или кремниевый прибор, обладающий заметно меньшим порогом по напряжению, чем арсенидогаллиевый светодиод. Поэтому при включенном ЛЭ диод открыт, и ток ответвляется в цепь интегральной транзисторной схемы, минуя излучатель. При выключении ЛЭ диод запирается, а ток $I_п$ переключается в цепь со светодиодом, генерирующим в этом режиме световой поток стабильной мощности. Максимальный ток нагрузки интегрального элемента и ток проводимости открытого светодиода не превышают в схеме рис. 4.9,*б* уровня $I_п$ и, таким образом, четко регламентированы.

Интенсивно излучающий светодиод потребляет значительный электрический ток и создает большую на-

грузку на управляющий переключатель. В рассмотренных схемах (рис. 4.9,*а* и *б*) ЛЭ, непосредственно соединенный со светодиодом, как правило, не способен эффективно управлять однотипными логическими элементами и, таким образом, обладает весьма ограниченными функциональными возможностями. Для восстановления энергетических ресурсов (а следовательно, и коэффициента разветвления) ЛЭ целесообразно использовать в цепи его связи с излучателем промежуточный (буферный) транзисторный усилитель тока.

Успешно применяется в подобных случаях эмиттерный повторитель (рис. 4.9,*в*). Транзистор создает в эмиттерной цепи ток $I_п$ и эффективно возбуждает светодиод; вместе с тем ток нагрузки ЛЭ не превышает $(0{,}01 \ldots 0{,}03) I_п$. Следует все же учитывать, что ток возбужденного светодиода изменяется в схеме рис. 4.9,*в* пропорционально выходному потенциалу выключенного ЛЭ и поэтому нестрого фиксирован и стабилен. Заметное влияние на ток излучателя (как и в схемах на рис. 4.9,*а* и *б*) оказывает прямое падение напряжения на светодиоде, нестабильное из-за технологического разброса и температурного дрейфа.

Отмеченное влияние светодиода на уровень возбуждающего тока $I_п$ исключается в схеме рис. 4.9,*г*, где излучатель помещен в высокоомную коллекторную цепь биполярного транзистора. Следует, однако, учитывать, что разность напряжения питания E и выходного потенциала выключенного ЛЭ должна превышать падение напряжения на светодиоде, смещенном в прямом направлении; в противном случае транзистор окажется в режиме насыщения.

В схеме на рис. 4.9,*д* электрическое согласование ЛЭ и светодиода достигается с помощью транзистора *p—n—p*-типа. Поэтому возбуждение излучателя обеспечивается при включенном ЛЭ.

Более сложной оказывается техника сопряжения фотоприемников с интегральными ЛЭ, причем наибольшие трудности возникают, если приемником света является фотодиод. Ток фотоэлектрической проводимости, создаваемый на выходе диодного оптрона, сравнительно невелик (50 ... 200 мкА); поэтому согласование фотоприемников с интегральными транзисторными схемами оказывается приемлемо эффективным лишь с введением межкаскадных усилителей тока. Схемотехника выход-

ных каскадов фотоприемников также не является произвольной или тривиальной: следует использовать выходные компоненты и цепи, четко согласованные с элементами нагрузки по электрическому режиму, энергетическим ресурсам и другим техническим показателям.

На рис. 4.10 представлены распространенные схемы электрического согласования диодных оптронов с интегральными ЛЭ [1, 9, 17, 18]. Как правило, такие схемные комбинации (выделенные на рис. 4.10 штриховыми прямоугольниками) выпускаются в виде закончен-

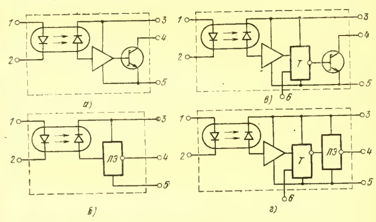


Рис. 4.10. Схемы согласования фотодиодов с логическими элементами

ных изделий — оптронных микросхем. Отметим, что принятая на рис. 4.10 единая нумерация выводов оптронных микросхем (*1*, *2* — анод и катод светодиода, *3* — цепь напряжения питания, *4* — выходная цепь, *5* — «шина» нулевого потенциала, *6* — цепь управления триггером) необязательно совпадает с номерами контактов, указанных в паспортных данных серийных микросхем.

Схема на рис. 4.10,*а* представляет один из двух независимых оптоэлектронных каналов микросхемы [17]. В состав устройства входят диодный оптрон, транзисторный усилитель, малоинерционный транзистор с коллектором Шоттки.

Согласование оптронных микросхем с ЛЭ оказывается принципиально несложным, если усилители фототока строятся на базе логических элементов, однотипных

с элементами управления и нагрузки. Простейшая структура такой микросхемы показана на рис. 4.10,*б*. Отметим, что оптронный инвертор-переключатель отечественного производства (серии К249ЛП1) выполнен по схеме рис. 4.10,*б*. В указанной оптронной микросхеме объединены бескорпусная диодная оптопара и один из вентилей базового кристалла интегральной схемы К155 (или ей подобных).

Для эффективного малоинерционного запуска быстродействующих ЛЭ требуются достаточно мощные электрические сигналы с крутыми фронтами. Формирование таких сигналов на выходе оптронных микросхем достигается введением спусковых транзисторных секций (триггеров, одновибраторов), обеспечивающих регенерацию сигналов фототока. В устройствах, показанных на рис. 4.10,*в* и *г*, формирователем крутых перепадов напряжения является триггер *Т* с эмиттерной связью [18]. Выходным каскадом оптронной микросхемы рис. 4.10,*в* служит биполярный транзистор с разомкнутой коллекторной цепью (как в схеме рис. 4.10,*а*). На выходе оптронной микросхемы рис. 4.10,*г* действует малоинерционный элемент ТТЛ.

Конкретные особенности электрического согласования диодных оптронов с ЛЭ наглядно иллюстрируют

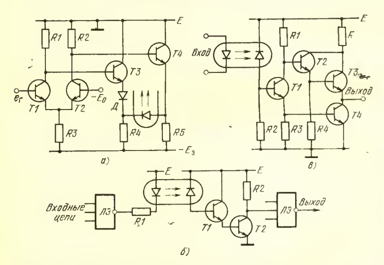


Рис. 4.11. Схемные варианты согласования оптронов с логическими элементами

схемные варианты (рис. 4.11). Управление светодиодом с помощью транзисторного переключателя тока (или элемента эмиттерно-связанной логики) достигается по схеме рис. 4.11,*а* [20]. В цепи управления введены усилители тока на транзисторах *Т3* и *Т4*. Если входной потенциал $e_г$ превышает уровень $-E_0$ на 0,5 ... 0,7 В, то закрыт транзистор *Т2*, а базовый потенциал транзистора *Т4* заметно выше потенциала базы транзистора *Т3*. В таком электрическом режиме светодиод смещен в прямом направлении и интенсивно излучает.

Если входной потенциал $e_г$ ниже уровня $-E_0$ на 0,5 ... 0,7 В, то закрыт транзистор *Т1*; напряжение на его коллекторе заметно превосходит коллекторный потенциал открытого транзистора *Т2*. Светодиод в этом случае закрыт. Диод (кремниевый прибор на 0,5 В) в определенной мере снижает потенциал катода светодиода по сравнению с потенциалом эмиттера транзистора *Т3* и, таким образом, ограничивает сдвиг рабочей точки излучателя в обратном направлении, сохраняя его чувствительность к управляющим сигналам достаточно высокой.

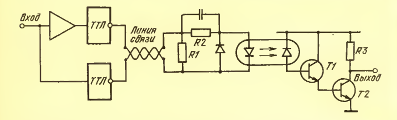
В качестве усилителя фототока успешно используется каскад Дарлингтона, содержащий два биполярных транзистора с объединенными коллекторами. Однако согласование такого каскада, действующего на выходе оптронной микросхемы, с элементами ТТЛ затруднительно. Дело в том, что при насыщении транзисторов выходной потенциал каскада Дарлингтона (суммирующий падение напряжения на двух последовательно соединенных транзисторах) составляет 0,7 ... 0,8 В, что не гарантирует надежного запирания элемента ТТЛ.

Удачным решением проблемы согласования является разделение коллекторных цепей составного транзистора по схеме рис. 4.11,*б* [19]. Теперь напряжение на коллекторе выходного транзистора *Т2* составляет в режиме насыщения лишь 0,1 В и оптоэлектронная микросхема обеспечивает запирание элемента ТТЛ в состоянии «0» без технических затруднений.

Вариант микросхемы, построенной на базе элемента ТТЛ, с оптическим каналом управления показан на рис. 4.11,*в*. Уровень тока освещенного фотодиода должен быть достаточен для насыщения транзисторов *Т1* и *Т4*. Если фотоприемник не освещен, то транзисторы *Т2* и *Т3*, открытые по цепи с резистором *R1*, фиксируют

выходной потенцнал на высоком уровне (блнзком к E). Оптронная микросхема (рис. 4.11,*в*), обладающая четко выраженными ключевыми свойствамн н достаточнымн энергетическнмн ресурсамн, безотказно взанмодействует с элементамн ТТЛ.

Связь с оптронамн, функцноннрующнмн в отдаленных помещеннях нлн объектах, осуществляется с помощью длинных электрнческих лнннй. В качестве примера рассмотрим схему электросвязн (рнс. 4.12) с параметрамн E=5 В, R_1=1 кОм, R_2=330 Ом, R_3=2,2 кОм [19]. Управляющне снгналы поступают на светодиод по кабелю, выполненному в виде экранированной скрученной пары проводов. Лнния длнной более 1500 м эффек-



Рнс. 4.12. Схема переключения диодного оптрона по линни электросвязи

тнвно возбуждается стандартнымн ТТЛ-элементамн. Согласованне элементов управлення н нагрузкн осуществляется с помощью несложного каскада, соединенного со светоднодом. Конденсатор н диод к тому же ускоряют развнтне переходных процессов в лниннн связи. По данным [19], задержка распространення снгнала в схеме, не содержащей конденсатора и днода, составила 2 ... 5 мкс прн включенин оптоэлектронного элемента н 25 мкс прн его выключеннн. Введенне днода и конденсатора с емкостью $C \geqslant 0{,}002$ мкФ позволнло снизнть аналогнчные временные показатели до 2 и 7 мкс. Детально вопросы управлення оптронамн по длинным линиям электросвязн рассматрнваются в монографни [9].

Полезно и эффектнвно нспользуются в цифровых мнкроэлектронных устройствах оптопары с волоконно-оптнческнмн световодамн значнтельной длнны (так называемые «длинные» оптроны). Схемотехннка сопряжения такнх оптронов и интегральных ЛЭ разрабаты-

вается в основном по стандартным рекомендациям, характерным для цифровых микросхем с элементарными диодными и транзисторными оптронами. Учитывается, однако, что коэффициент передачи тока K_I в «длинных» оптронах может быть весьма небольшим (0,1% и менее).

На рис. 4.13 представлены схемы передачи сигналов по волоконно-оптическим световодам в цифровой вычислительной системе [21]. Излучатель управляется ЛЭ по типовой схеме (см. рис. 4.9,*а*). Напряжение питания E_1=5 В обеспечивает в цепи с сопротивлением R_1=

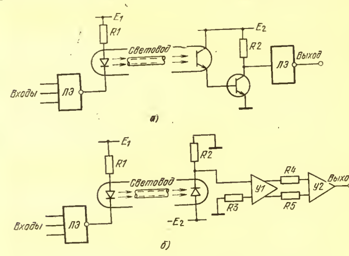


Рис. 4.13. Схемы каскадов с «длинными» оптронами

=33 Ом ток возбуждения светодиода 110 мА. В схеме с фототранзистором (рис. 4.13,*а*) скорость передачи информации не превышает 20 кбит/с. Использование малоинерционного *p—i—n*-фотодиода в сочетании с высокочастотными усилителями *У1* и *У2* повысило быстродействие схемы (рис. 4.13,*б*) до 10 Мбит/с.

4.4. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА С ОПТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

Использование оптических каналов для управления спусковыми полупроводниковыми устройствами различного типа и назначения практикуется широко и эффек-

тивно [22—27]. Введение оптронов в цепи запуска быстродействующих низковольтных микроэлектронных устройств резко повышает их устойчивость к действию электрических помех и наводок. Технически несложным, но эффективным оказывается оптическое управление параметрами импульсных сигналов, формируемых мультивибраторами, генераторами линейно изменяющегося напряжения, блокинг-генераторами. Триггеры на тиристорных оптронах успешно используются для бесконтактного управления высоковольтными, сильноточными преобразователями электрической энергии.

Полезным оказывается введение оптических каналов управления и связей в схемы с ограниченными функциональными возможностями. Например, компактные, быстродействующие импульсные схемы, построенные на туннельных диодах, нашли относительно небольшое применение из-за существенных недостатков, связанных с невысокой нагрузочной способностью, отсутствием раздельных цепей входа и выхода, слабой помехоустойчивостью. Рациональным оказывается объединение технических достоинств малоинерционных оптронов и туннельных диодов [3]. Благодаря оптическим связям в несложных схемных комбинациях достигается надежное помехоустойчивое взаимодействие туннельно-диодных каскадов с интегральными элементами цифровой и импульсной техники.

И в других практических случаях введение малоинерционных оптронов делает принципиально несложным сопряжение импульсных элементов и узлов, построенных на разнотипных компонентах (полевых и биполярных транзисторах, тиристорах, приборах вакуумной электроники), действующих в весьма различных электрических режимах и условиях.

Рассматривая принципы построения и схемные варианты импульсных устройств с оптическим управлением, обратимся в первую очередь к спусковым транзисторным устройствам — триггерам и ждущим мультивибраторам (рис. 4.14).

Переключение триггера с эмиттерной связью достигается в схеме рис. 4.14,*а* по каналу с транзисторным оптроном. Если оптрон не возбужден, то выходной транзистор фиксирован в режиме насыщения, что для прибора с коэффициентом усиления базового тока B гарантируется при $R_1 < BR_2$. При включении светодиода фото-

транзистор отпирается, выходной транзистор переходит в нормальный активный режим и в схеме рис. 4.14,*а* благодаря положительной обратной связи развивается лавинообразный процесс переключения. В итоге процесса выходной транзистор закрывается, а фототранзистор оказывается в режиме насыщения. По окончании входного сигнала, возбуждающего транзисторный оптрон, триггер (рис. 4.14,*а*) возвращается в исходное состояние.

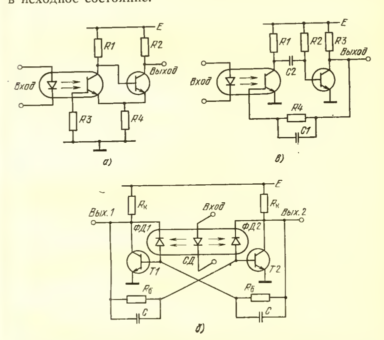


Рис. 4.14. Спусковые транзисторные схемы с оптическими каналами управления

Спусковая схема, представленная на рис. 4.14,*б*, состоит из двух оптоэлектронных ключей, охваченных глубокой положительной обратной связью, и действует как симметричный триггер. Предположим, что в исходном состоянии транзистор *T1* насыщен, а транзистор *T2* заперт. Оба фотодиода не освещены. При возбуждении светодиода появляются токи фотоэлектрической проводимости, способствующие отпиранию транзисторов. Заметный эффект, однако, вызывает лишь фотодиод *ФД2*,

соединенный с базой запертого транзистора *T2*. При появлении фототока транзистор *T2* отпирается и в схеме развивается лавинообразный процесс переключения. На этой стадии в базовой цепи транзистора *T2* возникает значительный ток, резко повышающий скорость включения фотодиода *ФД2*. В итоге переходных процессов транзистор *T1* запирается, а транзистор *T2* оказывается в режиме насыщения и прекращает процесс изменения разности потенциалов в цепи фотодиода *ФД2*. Новая вспышка света, излучаемая светодиодом, начинает процесс быстрого включения фотодиода *ФД1* и транзистора *T1*. Таким образом, триггер (рис. 4.14,*б*) действует как двоичный счетчик импульсов, возбуждающих светодиод. В значительной степени аналогично функционируют триггеры с оптическими каналами запуска, построенные на транзисторных оптронах [22—24].

Ждущий транзисторный мультивибратор (рис. 4.14,*в*) переключается кратковременным входным сигналом по цепи с оптроном и формирует положительный импульс четко определенной («стандартной») амплитуды и длительности [23, 24]. В исходном состоянии выходной транзистор насыщен; при выключении он фиксируется в режиме отсечки; поэтому амплитуда выходного перепада напряжения близка по величине к напряжению питания *E*. Длительность импульса, формируемого ждущим мультивибратором (рис. 4.14,*в*), определяется параметрами схемы: $T_и=0{,}7R_2C_2$. Отметим также, что включение фототранзистора начинается по оптическому каналу; в дальнейшем, благодаря действию положительной обратной связи по цепи *R4—C1*, процесс включения заметно ускоряется. Достаточно быстро развивается и процесс выключения уже неосвещенного фототранзистора; этот процесс начинается в момент отпирания транзистора, а далее всецело определяется регенерацией сигналов по внутреннему электрическому каналу.

Управление спусковыми устройствами на МДП-транзисторах по оптическим каналам также несложно осуществить с помощью диодных или транзисторных оптронов. На рис. 4.15,*а* показана схема симметричного триггера на МДП-транзисторах с управляющими фотодиодами [25]. Активными компонентами триггера являются транзисторы *T1* и *T2*, два других транзистора (*T3* и *T4*) включены по схеме с фиксированным потенциалом затвора и действуют в цепях стока как резисторы. При

освещении фотодиода в схеме рис. 4.15,*а* потенциал его анода становится более отрицательным, чем и достигается включение запертого МДП-транзистора. Если закрыт транзистор *Т1*, то его включение осуществляется по каналу с фотодиодом *ФД2*; включение транзистора *Т2* обеспечивается освещением фотодиода *ФД1*.

В конкретной разработке [25] МДП-триггер с оптическим управлением проектировался как микрооптоэлектронная запоминающая ячейка. Поэтому в принципиальную схему триггера (рис. 4.15,*б*), кроме основных транзисторов *Т1* ... *Т4* (см. также рис. 4.5,*а*) введены транзисторы *Т5* и *Т6* (для управления триггером по

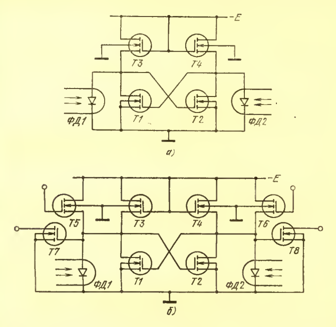


Рис. 4.15. Ячейка хранения информации на МДП-транзисторах с оптическим управлением

электрическим цепям) и *Т7*, *Т8* (для считывания информации, записанной по оптическим каналам). Запоминающая ячейка (рис. 4.15,*б*) была выполнена в виде интегрального элемента на кремниевой подложке. По экспериментальным данным [25], длительность цикла записи информации в такую ячейку не превышала 100 нс.

Выделяя наиболее важные свойства спусковых оптоэлектронных схем (рис. 4.14, 4.15), естественно подчеркнуть, что их основные функции (амплитудная селекция, пересчет, формирование импульсов, накопление и хранение информации) аналогичны функциям, которые выполняют однотипные спусковые схемы с электрическим управлением. Вместе с тем введение оптронов открывает новые помехоустойчивые каналы бесконтактного оперативного управления или ввода информации, что существенно расширяет функциональные возможности импульсных устройств (рис. 4.14, 4.15). Достаточно

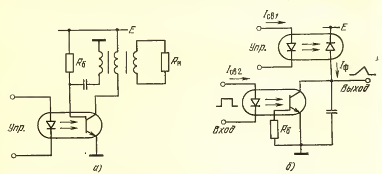


Рис. 4.16. Генераторы импульсов с оптическим управлением

высокое быстродействие регенеративных транзисторных схем с оптическим управлением оказывается полезным при сопряжении оптронных датчиков среднего быстродействия с малоинерционной микроэлектронной техникой.

Способность оптронов эффективно, но бесконтактно воздействовать на электрическое состояние устройства успешно используется в транзисторных генераторах для перестройки в широких пределах импульсных и частотных характеристик. В блокинг-генераторе (рис. 4.16,*а*) период следования выходных импульсов изменяется по оптическому каналу. При увеличении мощности светоизлучения возрастает базовый ток фототранзистора, а следовательно, снижается порог включения устройства. По этой причине длительность паузы между импульсами на коллекторе закрытого фототранзистора, а с ней и период автоколебаний блокинг-генератора заметно уменьшаются. По данным [22], при повышении тока проводимости светодиода, оптически связанного с фото-

транзистором в схеме рис. 4.16,*а*, от 0 до 14 мА период следования выходных импульсов изменился более чем в 12 раз.

В генераторе пилообразного напряжения [26], построенном по схеме рис. 4.16,*б*, оптроны выполняют две важные функции. Транзисторный оптрон действует как регулирующий ключ: зарядка конденсатора происходит при закрытом фототранзисторе, разрядка этого конденсатора достигается включением и последующим насыщением фототранзистора. Диодный оптрон используется в качестве источника неизменного фототока $I_ф$, заряжающего конденсатор по линейному закону: $U_C(t) = (I_ф/C)t$.

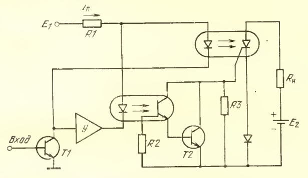


Рис. 4.17. Высоковольтный оптоэлектронный ключ

Согласно [26] нелинейность динамической характеристики $U_C(t)$ в пределах от 0,5 до 15 В для генератора с диодным оптроном типа ЗОД101 (при фототоке $I_ф = 100$ мкА) не превышает 1%. Скорость формирования линейно нарастающего напряжения $U_C(t)$ удобно регулировать по оптическому каналу, изменяя уровень тока проводимости $I_{св1}$ излучателя: $dU_C/dt = K_I I_{св1}/C$.

Акцентируя внимание на технических достоинствах высоковольтных оптронов, подчеркнем, что такие (электрически прочные) оптоэлектронные приборы способны обеспечивать эффективную связь ключевых устройств, действующих при весьма различных потенциалах. Обоснованное предпочтение в подобных случаях отдается тиристорным оптронам.

Схемный вариант высоковольтного оптоэлектронного ключа [27] представлен на рис. 4.17. В устройстве ис-

пользуются тиристорный оптрон с напряжением пробоя выходной (фототиристорной) цепи, равным 600 В, и составной транзисторный оптрон *Т2*, способный в режиме насыщения транзисторов пропускать токи, достигающие сотен миллиампер.

Фототиристор переключает ток в цепи с источником постоянного напряжения E_2=50 ... 400 В. Управление фототиристором осуществляется по двум каналам: оптическому и электрическому. Если входной сигнал фиксирует транзистор *Т1* в режиме насыщения, то напряжение на коллекторе этого транзистора оказывается весьма небольшим, а выходной потенциал усилителя-инвертора (*У*) сохраняется на высоком уровне. При таком распределении потенциалов на катодах светодиодов ток $I_п$ замыкается по цепи с излучателем тиристорного оптрона, а излучатель транзисторного оптрона закрыт. Фототиристор, оптически связанный с излучающим светодиодом, переключается в прямом направлении.

Выключение фототиристора обеспечивается по электрической цепи с помощью составного транзисторного оптрона. На стадии выключения входной сигнал запирает транзистор *Т1*; коллекторный потенциал этого транзистора резко повышается и излучатель оптрона закрывается. Напряжение на выходе усилителя-инвертора *У* снижается, и ток $I_п$ переключается в цепь с излучателем оптрона. Освещаемый фототранзистор, а также транзистор *Т2* оказываются в режиме насыщения и закорачивают управляющий электрод фототиристора на шину нулевого потенциала. Длительность такого выключения фототиристора, по данным [27], составляет 5 ... 10 мкс.

Оптоэлектронные переключатели эффективно используются в управляемых источниках питания переменного тока. Один из наиболее распространенных схемных вариантов управляемого источника представлен на рис. 4.18. Схема содержит стандартные для устройств подобного типа элементы: мощный выходной переключатель — триак, мостовой диодный преобразователь и управляющий тиристор малой или средней мощности. В качестве входного элемента гальванической развязки используется транзисторный оптрон.

Высоковольтные оптоэлектронные переключатели по основным техническим показателям успешно конкури-

руют с электромагнитными реле. Уже к настоящему времени оптоэлектронные реле заметно превосходят электромагнитные аналоги по надежности, долговечности, помехоустойчивости. Детальнее вопросы эффективной

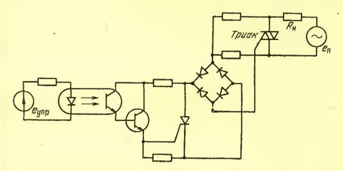


Рис. 4.18. Коммутатор высоковольтных цепей с оптическим управлением

замены электромагнитных реле оптронными рассматриваются в § 6.4.

4.5. УСТРОЙСТВА С ОПТИЧЕСКОЙ РЕГЕНЕРАЦИЕЙ СИГНАЛОВ

Оптроны способны осуществлять устойчивую связь электрических цепей неограниченно долго в строго определенном направлении. Используя это важное и полезное свойство, несложно организовать систематическую регенерацию сигналов в весьма простых микроэлектронных каскадах. Такие каскады служат основой для построения оптоэлектронных генераторов и триггеров различного назначения.

Действие положительных обратных связей по каналам с резисторными оптронами детально изучено [28]. Достигнуты определенные успехи в проектировании и реализации регенеративных микросхем с резисторными оптронами [29]. К сожалению, технические возможности и ресурсы таких микросхем существенно ограничены невысоким быстродействием и нестабильностью характеристик резисторных оптронов. Бóльшие перспективы естественно связывать с использованием в регенеративных микросхемах малоинерционных диодных и транзисторных оптронов.

Основные свойства микросхем с оптической регенерацией сигналов удается наглядно представить, анализируя их ВАХ. Электронное устройство, охваченное достаточно глубокой положительной обратной связью, обладает ВАХ с падающим участком: в области падающего участка ВАХ дифференциальное сопротивление

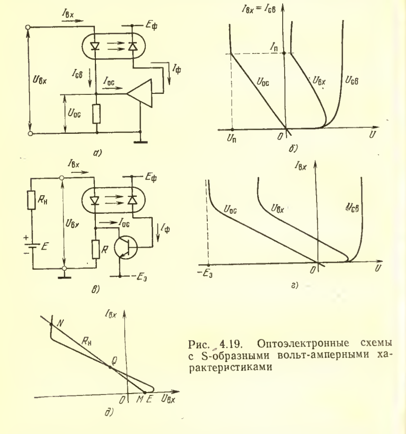


Рис. 4.19. Оптоэлектронные схемы с S-образными вольт-амперными характеристиками

устройства отрицательно. Наличие падающего участка, в свою очередь, отражает способность устройства усиливать и генерировать электрические сигналы, а также запоминать и хранить информацию.

Исследуем механизм возникновения падающего участка на ВАХ несложного каскада, представленного на рис. 4.19,*а*. Во входной цепи каскада действуют излучатель и резистор. В цепь положительной обратной

связи включены фотоприемник, взаимодействующий с излучателем по оптическому каналу, и усилитель фототока. Таким образом, ток обратной связи $I_{\text{ос}}=K_I K_{\text{У}} I_{\text{св}}$ зависит от коэффициента передачи K_I диодного оптрона и коэффициента усиления $K_{\text{У}}$ звена усилителя.

Разность входных потенциалов $U_{\text{вх}}=U_{\text{св}}+U_{\text{ос}}$ распределяется между светодиодом и резистором, причем падение напряжения на резисторе $U_{\text{ос}}=(1-K_I K_{\text{У}})RI_{\text{вх}}$ существенно зависит от тока обратной связи $I_{\text{ос}}$. При достаточно глубокой обратной связи ($K_I K_{\text{У}}>1$) разность потенциалов $U_{\text{ос}}$ становится отрицательной.

На рис. 4.19,*б* отражено влияние отрицательного уровня $U_{\text{ос}}$ на входную характеристику $I_{\text{вх}}(U_{\text{вх}})$ схемы рис. 4.19,*а*. Несложное графическое построение показывает, что в данном случае искомая ВАХ обладает четко выраженным падающим участком. Действие положительной обратной связи пресекается, если напряжение $U_{\text{ос}}$ на уровне $U_{\text{п}}$ стабилизируется, что может быть обусловлено, в частности, режимным ограничением усилительных возможностей звена *У*. Поэтому схема рис. 4.19,*а* при относительно больших токах $I_{\text{вх}}>I_{\text{п}}$ теряет отрицательное сопротивление. ВАХ подобного типа относятся к S-образным.

Простейшей реализацией рассмотренной схемы может быть каскад (рис. 4.19,*в*) с транзисторным усилителем фототока: $K_{\text{У}}=B$. Каскад обладает отрицательным входным сопротивлением, если коэффициент усиления базового тока $B>1/K_I$; например в варианте $K_I=2\%$ следует применять транзистор с $B>50$.

Если потенциал эмиттера равен $-E_{\text{э}}$, то при насыщении транзистора потенциал $U_{\text{ос}}$ фиксируется на отрицательном уровне, близком к $-E_{\text{э}}$. В этом случае падающий участок ВАХ сдвигается в область отрицательных напряжений $U_{\text{вх}}$ (рис. 4.19,*г*).

Каскад на рис. 4.19,*в* обладает двумя состояниями устойчивого равновесия *M* и *N*, если источник питания создает небольшую ЭДС *E* (ниже порогового напряжения светодиода), а линия нагрузки, определяемая сопротивлением резистора $R_{\text{н}}$, пересекает ВАХ $I_{\text{вх}}=\varphi(U_{\text{вх}})$ в трех точках (рис. 4.19,*д*), состояние равновесия *Q* неустойчиво.

Транзисторный каскад с оптическим каналом положительной обратной связи, представленный на рис. 4.20,*а*, также обладает ВАХ с отрицательным элек-

трическим сопротивлением. Входной ток каскада $I_{вх}=I_R+I_б-I_ф$, причем все составляющие тока: $I_R=(E_б+U_{вх})/R_б$, $I_б=\psi(U_{вх})$, $I_ф=BK_I I_б(U_{вх})$ — зависят от напряжения $U_{вх}=U_{бэ}$ и изменяются согласно рис. 4.20,*б*. Искомую зависимость $I_{вх}(U_{вх})$ несложно получить графическим методом.

Если $K_I B>1$, то фототок $I_ф$ превышает ток базы $I_б$ и характеристика $I_{вх}(U_{вх})$ имеет четко выраженный падающий участок; именно этот случай иллюстрируется рис. 4.20,*б*.

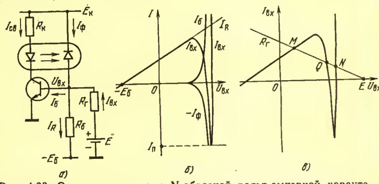


Рис. 4.20. Оптронная схема с N-образной вольт-амперной характеристикой

Как только транзистор оказывается в режиме насыщения, ток проводимости $I_{св}$ излучателя фиксируется на уровне, близком к $(E_к-U_{св\,пр})/R_к$; здесь (как и ранее) $U_{св\,пр}$ — падение напряжения на открытом светодиоде, равное 1,1 ... 1,3 В. Ток фотодиода $I_ф=K_I I_{св}$ ограничивается на уровне $I_п=K_I(E_к-U_{св\,пр})/R_к$; положительная обратная связь по оптическому каналу становится неэффективной.

В режиме насыщения транзистор не оказывает большого сопротивления электрическому току; поэтому правая восходящая ветвь характеристики $I_{вх}(U_{вх})$ является весьма крутой. Полученная ВАХ (рис. 4.20,*б*) относится к N-образным.

Оптоэлектронный каскад (рис. 4.20,*а*) имеет два состояния устойчивого равновесия *M* и *N*, если линия управления $I_{вх}=(E-U_{вх})/R_г$ пересекает характеристику $I_{вх}(U_{вх})$ в трех точках (рис. 4.20,*в*).

Оптоэлектронная микросхема (рис. 4.21,*а*) с S-образной вольт-амперной характеристикой (рис. 4.21,*б*)

описана в [30]. Если разность потенциалов на входных клеммах каскада-двухполюсника невелика, то транзистор и компоненты оптопары закрыты. По мере повышения напряжения $U_{вх}$ разность потенциалов на эмиттерном p—n-переходе транзистора возрастает и достигает порогового значения. Далее коллекторный ток этого транзистора резко увеличивается и возбуждает светодиод. Появляется заметный коллекторный ток фототранзистора, способствующий еще большему отпиранию транзистора. В этом режиме транзисторный оптрон и транзистор эффективно взаимодействуют, образуя

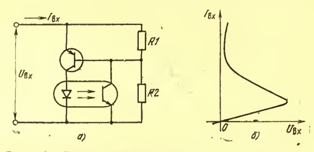


Рис. 4.21. Вариант оптронной схемы с S-образной вольт-амперной характеристикой

замкнутую петлю положительной обратной связи, благодаря чему и формируется падающий участок вольт-амперной характеристики каскада. Рабочая точка оптоэлектронного каскада (рис. 4.21,*а*) выходит на крутую (низкоомную) ветвь характеристики $I_{вх}(U_{вх})$ при насыщении транзисторов.

Практическая схема триггера с диодным оптроном в канале положительной обратной связи (рис. 4.22,*а*) строится на базе каскада с отрицательным электрическим сопротивлением (рис. 4.20,*а*), но содержит два транзистора, соединенных по схеме Дарлингтона. Условие лавинообразного переключения такого триггера $K_I B_1 B_2 > 1$ выполняется, как правило, с большим запасом. Устройство имеет два состояния устойчивого равновесия: в одном оптрон не возбужден, транзисторы закрыты; в другом транзисторы фиксируются в режиме насыщения, излучатель генерирует стабильный световой поток, фотодиод задает в базовую цепь *T1* ток, достаточный для насыщения транзисторов. Переключение триггера осуществляется разнополярными сигналами.

Оптоэлектронный генератор импульсов [31], построенный по схеме рис. 4.22,*б*, действует в значительной степени подобно транзисторному блокинг-генератору с хронирующим конденсатором в эмиттерной цепи. Однако функции инвертирующего трансформатора — непременного компонента блокинг-генераторов — в данном случае успешно выполняет транзисторный оптрон.

При включении напряжения питания E (рис. 4.22,*б*) светодиод смещается в прямом направлении и начинает излучать; освещенный фототранзистор открывает по базовой цепи транзистор, который, в свою очередь, форси-

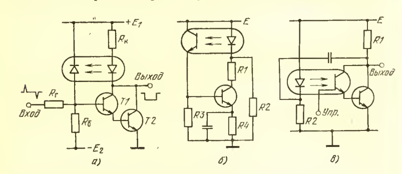


Рис. 4.22. Импульсные схемы с оптической регенерацией сигналов

рует включение светодиода. В итоге лавинообразного развития переходных процессов транзистор оказывается в режиме насыщения. На этой начальной стадии развития колебаний напряжение на хронирующем конденсаторе заметно не изменяется. Однако в дальнейшем, по мере зарядки конденсатора, потенциал эмиттера $U_э$ непрерывно возрастает, уменьшаются коллекторный ток транзистора и ток проводимости излучателя. К тому же увеличивается отбор эмиттерного фототока в цепь с резистором *R3*. В финале рассматриваемого процесса транзистор переходит из режима насыщения в нормальный активный режим и в схеме развивается лавинообразный переходный процесс, форсирующий выключение транзистора.

В дальнейшем процесс разрядки конденсатора происходит по цепи с резистором *R4*. При снижении потенциала $U_э$ до порогового значения транзистор снова открывается и в ходе лавинообразного включения фиксируется в режиме насыщения. Описанный цикл релакса-

ционных колебаний в схеме рис. 4.22,*б* периодически повторяется.

В схеме оптоэлектронного мультивибратора [32], представленной на рис. 4.22,*в*, положительная обратная связь, обеспечивающая регенерацию сигналов, замыкается по оптическому каналу с транзисторным оптроном и по цепи с конденсатором. Этот же конденсатор является хронирующим элементом, определяя длительность и частоту импульсов, генерируемых мультивибратором.

Использование оптронов заметно расширяет функциональные возможности ключевых импульсных схем на туннельных диодах [33]. Особенности построения и функционирования ждущего мультивибратора на туннельном диоде с оптическим каналом обратной связи иллюстрируются рис. 4.23 [34].

Рис. 4.23. Ждущий мультивибратор с оптроном в хронирующей цепи

Первоначально рабочая точка туннельного диода фиксируется на восходящей ветви ВАХ в состоянии *M* (рис. 4.23,*б*). В таком режиме напряжения и токи транзисторного оптрона невелики. При воздействии кратковременного входного сигнала положительной полярности туннельный диод переключается в прямом направлении и потенциал его анода резко возрастает. Первоначально открытый диод *Д2* быстро запирается, и ток $I_{п2}$, заданный по электрическому каналу *E—R2*, переключается в цепь с конденсатором.

По мере зарядки конденсатора напряжение на светодиоде нарастает (рис. 4.23,*в*) и достигает уровня пороговой точки *N*. Далее резко увеличивается ток проводимости светодиода и формируется вспышка света. Фототранзистор, реагируя на излучение светодиода, создает коллекторный ток, переключающий туннельный

диод в обратном направлении. На этом процесс формирования вершины импульса на аноде туннельного диода завершается. Важно подчеркнуть, что длительность импульсов, генерируемых ждущим мультивибратором (рис. 4.23,*а*), определяется процессом зарядки конденсатора и практически не зависит от разброса или дрейфа параметров туннельного диода.

На заключительной стадии диод *Д2* открывается, ток $I_{п2}$ по мере разряда конденсатора переключается в цепь туннельного диода, излучение светодиода угасает и рабочая точка туннельного диода возвращается в первоначальное состояние.

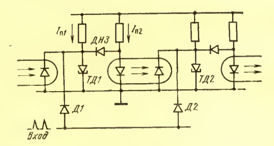


Рис. 4.24. Кольцевой счетчик импульсов с оптическими связями

Фрагмент кольцевого счетчика с оптическими связями показан на рис. 4.24. Каждый разряд счетчика содержит триггер на туннельном диоде, причем все туннельные диоды однотипны. В каскад связи смежных разрядов счетчика введен диодный оптрон. Запуск счетчика осуществляется кратковременными положительными импульсами.

Первоначально рабочая точка одного из туннельных диодов (например, *ТД1*) фиксируется на первой восходящей ветви ВАХ. Рабочие точки других туннельных диодов (в том числе и *ТД2*) фиксируются на второй восходящей ветви ВАХ. Входной сигнал переключает в прямом направлении только туннельный диод *ТД1*. Диод с накоплением заряда (ДНЗ) и оптрон формируют кратковременный импульс отрицательной полярности и переключают туннельный диод *ТД2* в обратном направлении. На этом цикл переноса информации в кольцевом счетчике, связанный с действием внешнего спускового сигнала, заканчивается.

В заключение подчеркнем, что варианты микросхем с оптической регенерацией сигналов многочисленны и разнообразны. К сожалению, эти оптронные микросхемы еще не имеют реальной промышленной основы, хотя по литературным данным и прогнозам могут найти широкое и эффективное применение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р., Сидоров А. С.** Малоинерционные оптроны в быстродействующих микроэлектронных устройствах. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 9, с. 250—260.
2. **Дьяконов В. П.** Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. — М.: Сов. радио, 1973.—208 с.
3. **Носов Ю. Р., Сидоров А. С.** Ключевые импульсные схемы на туннельных диодах с оптическими связями. — Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы, 1977, № 6, с. 44—50.
4. **А. с.** 454674 (СССР). — Опубл. в Б. И., 1974, № 47.
5. **Автономов В. А.** и др. Быстродействующий оптоэлектронный переключатель — Электронная техника. Сер. 6. Микроэлектроника, 1971, вып. 2, с. 3—8.
6. **Носов Ю. Р.** Оптронные интегральные схемы. — Электронная промышленность, 1973, № 2, с. 46—51.
7. **Сидоров А. С.** Диодные и транзисторные ключи. — М.: Связь, 1975.—160 с.
8. **Киндлманн.** Использование следящей обратной связи для улучшения импульсной характеристики фототранзистора. — Электроника, 1978. т. 51, № 17, с. 61—62.
9. **Gage S., Evans D., Hodapp M., Sorensen H.** Optoelectronics applications manual. — Mc Graw-Hill Book Company, 1977. — 266 p.
10. **Bliss J.** Build reliable optoelectronic circuits. — Electronic Design, 1972, v. 20, № 3, p. 52—56.
11. **Riddle G. C.** Bright future for opto-electronics. — Electronic Engineering, 1973, v. 45, № 547, p. 89—92.
12. **Tenny R.** Positive feedback speeds up low-cost opto-isolator response. — Electronic Design, 1978, v. 26, № 9, p. 142.
13. **Logische** Schaltungen mit Fototransistoren. — Radio Fernsehen Elektronik, 1978, Bd. 27, H. 3, S. 197.
14. **Das S.** Multiplexing analogue signals with optically coupled isolator. — Int. J. Electronics, 1973, v. 34, № 4, p. 569—570.
15. **Осинский В. И.** Интегральная оптоэлектроника. — Минск: Наука и техника, 1977.—248 с.
16. **Палм.** Таблица, помогающая выбрать оптимальную схему возбуждения светодиода. — Электроника, 1977, т. 50, № 5, с. 59—61.
17. **Оптические** вентили для упрощения схем. — Электроника, 1976, т. 49, № 16, с. 84.
18. **Riddle G. C.** Opto-isolator logic units. — Electronic Design, 1974, v. 22, № 12, p. 92—97.
19. **Low** cost opto-isolator interfaces directly with TTL. — EDN, 1974, v. 19, № 10, p. 82—83.

20. **Turinsky G.** Emittergekoppelte Stromschalter steuern GaAs-Leuchtdioden an. — Radio Fernsehen Elektronik, 1976, Bd. 25, H. 7, S. 239.
21. **Marvel O. E., Freeborn J. C.** A little hands — on experience illuminates fiber-optic links. — EDN, 1977, v. 22, № 20, p. 71—75.
22. **Русланов В. И.** Некоторые применения транзисторных оптронов в импульсных схемах. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 9, с. 262—265.
23. **Witt D.** Getastete und Digital-Schaltungen mit Optokopplern. — Elektronik, 1974, H. 10, S. 375—376.
24. **Secaze G.** Les photocoupleurs utilisés dans les techniques d'isolement. — Electronique et Microelectronique Industrieles, 1974, № 183, p. 51—55.
25. **Сонин М. С., Гунцадзе А. Г., Лементуев В. А., Мирзоян Г. А.** Микрооптоэлектрониый запоминающий элемент. — Микроэлектроника, 1976, т. 5, № 1, с. 84—86.
26. **Русланов В. И.** Диодиые и траизисторные оптроиы в генераторах пилообразного напряжения. — Электроиная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978, вып. 10, с. 236—238.
27. **Riddle G. C.** Opto-isolators switch hidh-voltage dc current. — EDN, 1975, v. 20, № 3, p. 54.
28. **Аднрович Э. И., Аронов Д. А., Вишневецкий А. Г.** и др. Регенеративный оптрон. — В кн.: Фотоэлектрические явлеиия в полупроводниках и оптоэлектроника. — Ташкент: Фаи, 1972, с. 3—103.
29. **Бистабильные** фоторезисторные оптроиы/ Е. Л. Иванов, И. А. Дворников, В. И. Ильииский и др. — М.: Эиергия, 1976.— 89 с.
30. **Takahashi H., Kitahama Y.** An optronic negative resistance circuit. — IEEE J., 1974, v. SC—9, № 2, p. 79—81.
31. **Малышков Г. М., Русланов В. И.** Импульсиые геиераторы с полупроводниковыми оптоэлектроиными преобразователями. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Коиева. — М.: Сов. радио, 1971, вып. 2, с. 139—142.
32. **Damljanovic D. D.** Audio frequency multivibrator uses opto-coupler. — Electronic Engineering, 1975, v. 47, № 571, p. 25—26.
33. **Сидоров А. С.** Теория и проектирование иелинейных импульсных схем иа туннельиых диодах. — М.: Сов. радио, 1971.—264 с.
34. **А. с.** 514415 (СССР). — Опубл. в Б. И., 1976, № 18.

Глава 5

АНАЛОГОВЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

5.1. ЛИНЕЙНЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Трудности, возникающие при проектировании и эксплуатации аналоговых оптоэлектронных устройств, связаны в первую очередь с существенной нелинейностью

характеристик оптронов [1—4]. Резко нелинейной является вольт-амперная характеристика (ВАХ) светодиода; эта особенность, однако, свойственна многим полупроводниковым приборам и хорошо изучена разработчиками.

Более специфичной оказывается нелинейная зависимость мощности светового потока, воздействующего на фотоприемник, от тока проводимости излучающего светодиода. По этой причине преобразование тока в диодных и транзисторных оптронах осуществляется с непостоянным коэффициентом K_I, значение которого изменяется при перестройке электрического режима светодиода. Зависимость $K_I(I_{св})$ весьма существенна при относительно небольших уровнях $I_{св}$ (менее 3 ... ... 10 мА); лишь при достаточно большом токе $I_{св}$ (свыше 15 ... 20 мА) коэффициент K_I заметно стабилизируется.

В режиме больших токов $I_{св}$, однако, опасным оказывается саморазогрев оптрона и, как следствие, температурный дрейф его характеристик. Такой дрейф естественно зависит от амплитуды, длительности, скважности управляющих сигналов и, таким образом, становится фактором, непосредственно влияющим на линейность преобразования тока в оптроне. По этой причине вывод рабочей точки излучателя в область больших токов $I_{св}$ не является кардинальной мерой, безусловно гарантирующей стабильность коэффициента K_I.

Обычно при проектировании аналоговых устройств с оптронами предусматривают специальные меры, позволяющие линеаризовать характеристики и стабилизировать режим оптоэлектронных каскадов и секций. Анализ показывает, что лучшие технические показатели достигаются использованием параметрических методов, ориентированных на подбор однотипных оптронов с идентичными характеристиками и параметрами. Вместе с тем важно учитывать, что создание и серийный выпуск таких оптоэлектронных устройств в промышленных условиях является сложной технологической задачей.

Эффективную коррекцию нелинейных искажений сигналов можно осуществлять практически в любом участке аналогового оптоэлектронного устройства. Имея точные данные о зависимости $K_I(I_{св})$, несложно влиять в нужном плане на амплитудную характеристику опто-

электронного преобразователя во входных цепях (до поступления сигнала в секцию с оптроном). Такая предварительная коррекция нелинейных искажений осуществляется в устройстве [5], представленном на рис. 5.1,*а*. Корректирующий каскад воздействует на входные сигналы прежде, чем они достигают каскада, возбуждающего излучатель.

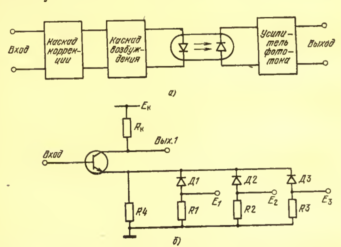


Рис. 5.1. Аналоговое оптоэлектронное устройство с предварительной коррекцией нелинейных искажений

На рис. 5.1,*б* показана принципиальная схема диодно-транзисторного каскада, обладающего нелинейной передаточной характеристикой. Учитывается, что в дальнейшем, из-за повышения коэффициента K_I в области больших токов $I_{св}$, сигналы значительной амплитуды будут передаваться оптроном более эффективно. Поэтому каскад предварительной коррекции (рис. 5.1,*б*) усиливает такие сигналы хуже, чем сигналы малой величины.

В самом деле, коэффициент усиления корректирующего каскада оценивается в первом приближении соотношением $K_u = \alpha R_к / R_{э\,дифф}$, где α — дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока в коллекторную цепь, а $R_{э\,дифф}$ — дифференциальное сопротивление, ограничивающее изменения тока в эмиттерной цепи транзистора. Это сопротивление непостоянно, так как зависит от дифференциального сопротивления диодов

Д1 ... *Д3*, определяемого уровнями потенциалов E_1 ... ... E_3 и амплитудой входного сигнала. По мере увеличения амплитуды сигнала дифференциальное сопротивление диодов возрастает, а коэффициент усиления K_u каскада (рис. 5.1,*б*) уменьшается. Наличие трех диодов в эмиттерной цепи дает разработчику дополнительные степени свободы, позволяющие скорректировать нелинейную зависимость $K_I(I_{св})$ в широком диапазоне входных сигналов. Согласно результатам [5] введение корректирующего каскада (рис. 5.1,*б*) уменьшило нелинейность амплитудной характеристики оптоэлектронного устройства с 12,5% до величины, не превышающей 1%.

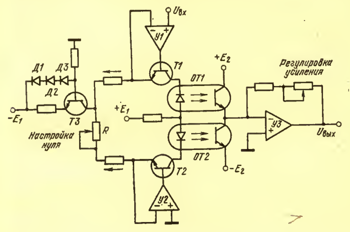


Рис. 5.2. Дифференциальный оптоэлектронный усилитель

Следует подчеркнуть, что корректирующий каскад рассматриваемого типа достаточно универсален. Если в определенном режиме наблюдается спад зависимости $K_I(I_{св})$, то для эффективной коррекции целесообразно изменить полярность включения диодов в эмиттерной цепи транзистора (рис. 5,1,*б*).

«Чисто» параметрическими устройствами являются дифференциальные оптоэлектронные усилители. Схема такого усилителя, представленная на рис. 5.2, построена на однотипных транзисторных оптронах [6]. Оптоэлектронный тракт устройства тщательно симметрирован. В статическом режиме светодиоды возбуждаются постоянным током одинаковой силы. Фототоки оптронов при

этом действуют встречно и не оказывают заметного влияния на выходной усилитель *У3*. Возможные (температурные, временны́е) колебания электрического режима симметричных частей влияют на выходной потенциал устройства. Вместе с тем входной сигнал $U_{вх}$, воздействующий на каскад *У1*, в дальнейшем (по цепи с транзистором *Т1*, транзисторным оптроном *ОТ1*, каскадом *У3*) эффективно усиливается.

Рассматриваемое устройство (рис. 5.2) построено в строгом соответствии с требованиями дифференциальной транзисторной схемотехники и при подборе взаимно симметричных компонентов с идентичными характеристиками и свойствами обладает хорошей температурной и временно́й стабильностью. Однако нелинейность оптронных характеристик в таком устройстве, по существу, не компенсируется. Особенно резко проявляется зависимость коэффициента передачи K_I транзисторного оптрона *ОТ1* от уровня большого сигнала $U_{вх}$: в таком режиме управления ток излучателя *ОТ1* (рис. 5.2) изменяется в широких пределах, а ток *ОТ2*, как и в статическом режиме, фиксирован.

Лучшей линейностью обладают дифференциальные оптоэлектронные усилители [2, 7] с динамической компенсацией нелинейной зависимости $K_I(I_{св})$. В таких усилителях токи двух взаимодействующих светоизлучателей под влиянием входного сигнала изменяются в противофазе. При этом коэффициент K_I оптрона с возрастанием тока увеличивается (см. кривую *1* на рис. 5.3,*а*), а с уменьшением тока спадает (по кривой *2*). Среднее значение коэффициента K_I такой дифференциальной пары оптронов в значительном диапазоне входных токов мало изменяется (см. кривую *3*), чем и достигается повышение линейности оптоэлектронного преобразования.

Практическая схема дифференциального оптоэлектронного усилителя [7] представлена на рис. 5.3,*б*. Устройство содержит два однотипных канала усиления: верхний канал с оптопарой *СД1—ФД1* и нижний — с оптоэлектронной парой *СД2—ФД2*. При воздействии входного сигнала токи оптронов (а следовательно, и токи биполярных транзисторов *Т1* и *Т2*) изменяются в противоположных направлениях. Дальнейшее усиление парафазных сигналов осуществляется операционным усилением (ОУ) с дифференциальным входом. В тех же

условиях синфазные (температурные, временные) изменения токов не оказывают существенного влияния на выходной сигнал устройства.

В схеме на рис. 5.3,б (как и в любой дифференциальной схеме) наибольший эффект линеаризации характеристик и стабилизации режима достигается при условии, что электрические и оптические свойства симметричных каналов мало различаются. По данным [7], нелинейные искажения сигналов амплитудой до 1 В

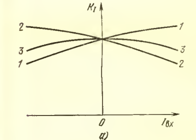
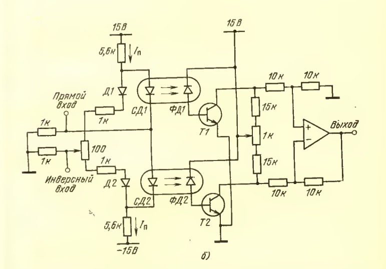


Рис. 5.3. Дифференциальный усилитель с линеаризированным оптическим трактом



в оптоэлектронном усилителе не превышали 2%. При этом статический ток в цепи светодиодов был фиксирован на сравнительно невысоком уровне —3 мА. Отметим также, что схема на рис. 5.3,б способна эффективно усиливать сигналы, поступающие по двум входам: пря-

мому и инверсному. Действие инверсного входа связано с переводом тока $I_п$ в цепи с диодами $Д1$ и $Д2$.

Оптоэлектронное дифференциальное устройство рассматриваемого типа описано также в статье [2]. Особенность его состоит во введении однотипных усилителей в цепи управления светодиодами. Выходная дифференциальная секция комбинируется из двух операци-

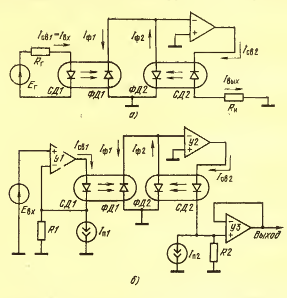


Рис. 5.4. Усилители с оптической компенсацией нелинейных искажений

онных усилителей. По сведениям [2] отклонение от линейности составило примерно 3% в диапазоне входных напряжений, равном 10 В. Токи светоизлучателей оптронов ограничены интервалом 2 ... 4 мА при изменении уровня входного сигнала от −5 до +5 В.

Высокие технические показатели свойственны усилителям с оптической компенсацией нелинейных искажений [2, 7, 8]. Такая компенсация достигается введением вспомогательной оптопары в канал отрицательной обратной связи, охватывающей устройство (рис. 5.4,*а*). Входной ток $I_{вх}$ возбуждает светодиод $СД1$: $I_{св1}=I_{вх}$. Ток в выходной цепи равен току проводимости светодиода $СД2$: $I_{вых}=I_{св2}$. Входной ток усилительной секции определяется разностью фототоков $I_{ф1}$ и $I_{ф2}$; таким

образом, ток проводимости $I_{св2}=K_у(K_{I1}I_{ф1}-K_{I2}I_{ф2})$, где $K_у$ — коэффициент усиления по току усилительной секции. Зависимость тока в цепи нагрузки устройства вычисляется в этом случае по формуле

$$I_{вых}=K_уK_{I1}/(1+K_уK_{I2})I_{вх}.$$

Согласно полученному соотношению оптопара *СД2—ФД2* действует как элемент отрицательной обратной связи по току. При достаточной глубине обратной связи ($K_уK_{I2}\gg 1$) справедлива зависимость

$$I_{вых}=(K_{I1}/K_{I2})I_{вх}.$$

Это соотношение и определяет эффективность оптической компенсации в устройстве на рис. 5.4,*а*. Если оптопары обладают идентичными или подобными характеристиками $K_I(I_{св})$, то выходной ток $I_{вых}(t)$ воспроизводит входной $I_{вх}(t)$ без искажений. Однако в оптимальном случае $K_{I1}=K_{I2}$ рассматриваемое устройство, обеспечивая гальваническую развязку цепей управления и нагрузки, не усиливает ток ($I_{вых}/I_{вх}=1$), а действует лишь как повторитель сигналов $I_{вх}(t)$.

Улучшенный схемный вариант усилителя с оптической компенсацией нелинейных искажений показан на рис. 5.4,*б*. Светодиод *СД1* (так же, как светодиод *СД2*) возбуждается усилителем тока с высокоомным выходным сопротивлением, что исключает влияние существенно нелинейной ВАХ светодиода на процесс аналогового

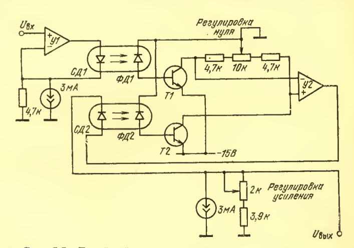


Рис. 5.5. Лннейный оптоэлектронный усилнтель

преобразования сигналов. Светодиоды смещены в прямом направлении генераторами постоянных токов $I_{п1}$ и $I_{п2}$; в таком статическом режиме они способны одинаково эффективно реагировать на сигналы положительной и отрицательной полярности.

В практической схеме оптоэлектронного усилителя [2], представленной на рис. 5.5, входной сигнал по цепи с неинвертирующим усилителем *У1* непосредственно воздействует лишь на оптопару *СД1—ФД1*. Однако дифференциальный усилитель *У2* сравнивает уровни коллекторных токов транзисторов *Т1* и *Т2* и, реагируя на разность этих токов, изменяет электрический режим *СД2*. Таким образом, первый (входной) оптрон влияет на ток второго (выходного) оптрона. В свою очередь, оптопара *СД2—ФД2*, действующая как элемент отрицательной обратной связи, осуществляет компенсацию нелинейных искажений сигналов в прямом оптическом канале.

И в этой схеме соотношение токов светодиодов $I_{св2}/I_{св1}$ однозначно связано с отношением коэффициентов K_{I1}/K_{I2}. В сбалансированном усилителе коэффициенты передачи тока в оптоэлектронных каналах должны быть одинаковыми (или пропорциональными) в широком диапазоне управляющих токов. «Автоматический» подбор идентичных оптронов, гарантируемый их совместным производством, достигается в схеме на рис. 5.5 использованием двухканального усилительного оптрона. Такой прибор в монолитной конструкции содержит два равноценных диодных оптрона и два однотипных биполярных транзистора.

По данным [2], оптоэлектронному усилителю (рис. 5.5) свойственна высокая температурная стабильность: изменение коэффициента усиления не превышает $-0{,}03\% \cdot °C^{-1}$, дрейф потенциала нулевой точки — до ± 1 мВ/°С. Подавление синфазной составляющей сигнала равно 46 дБ на частоте 1 кГц.

Значительными техническими возможностями обладает разработчик, проектирующий линейный оптоэлектронный усилитель с использованием дифференциального оптрона, одинаково эффективно воздействующего на каналы прямой и обратной связей. Характер и степень влияния подобных связей на свойства аналогового преобразователя сигналов несложно оценить по схеме, представленной на рис. 5.6, где светодиод освещает два

однотипных фотодиода *ФД1* и *ФД2*. Благодаря действию оптической обратной связи (по каналу с *ФД1*), на ток светодиода $I_{св}=K_1 I_{вх}/(1+K_1 K_{I1})$ влияют не только входной ток $I_{вх}$ и коэффициент усиления по току K_1 секции *У1*, но и коэффициент K_{I1} оптического преобразования тока в тракте *СД—ФД1*.

При глубокой обратной связи $(K_1 K_{I1} \gg 1)$ уровень $I_{св}=I_{вх}/K_{I1}$, поэтому фототок $I_{ф2}=(K_{I2}/K_{I1})I_{вх}$. Если коэффициенты K_{I1} и K_{I2} одинаковы и изменяются в равной степени (что вполне реально для однотипных приборов, действующих в однородных условиях), то фототок $I_{ф2}(t)=I_{вх}(t)$ и, таким образом, не зависит от

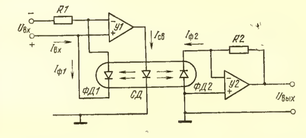


Рис. 5.6. Линейный усилитель с дифференциальным оптроном

нелинейности и нестабильности характеристик оптронов. Идея аналогового преобразования входного сигнала по схеме рис. 5.6 по существу сходна с известным принципом построения дифференциальных микроэлектронных усилителей постоянного тока, где максимальный технический эффект достигается при идентичных характеристиках транзисторов.

Дальнейшее усиление сигнала осуществляется в устройстве (рис. 5.6) с помощью усилителя *У2*, охваченного по цепи с резистором *R2* глубокой отрицательной обратной связью. Выходной сигнал в такой схеме изменяется согласно соотношению $U_{вых}=I_{вх}R_2$.

В статье [3] отмечается долговременная стабильность оптоэлектронного устройства рассматриваемого типа. После 100 000 ч работы при температуре 25°С выходное напряжение (составлявшее вначале 13 В) уменьшилось на 0,5 В; при этом погрешность усиления равнялась 0,1%. При температуре 70°С выходное на-

пряжение уменьшилось на 1,5 В, а погрешность усиления достигла 0,15%.

Функции дифференциального оптрона может успешно выполнять двухканальный оптрон, содержащий две равноценные оптопары, изготовленные в едином технологическом процессе. Светодиоды в этом случае соединяются последовательно и согласно. В практической схеме [9], показанной на рис. 5.7,*а*, используется двухканальный оптрон, содержащий кроме диодных оптопар два однотипных транзисторных усилителя фототока. Диапазон допустимого изменения входного сигнала $U_{вх}$

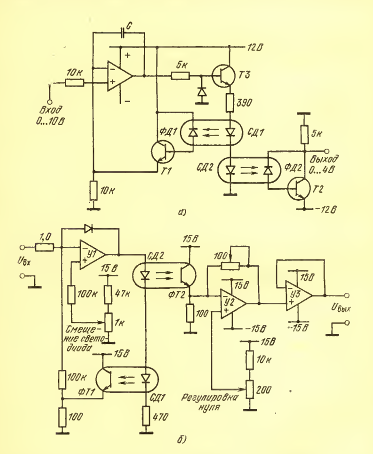


Рис. 5.7. Линейные усилители с оптическими каналами отрицательной обратной связи

от 0 до 10 В, нелинейность преобразования оценивается 2%.

Дифференциальное соединение фотоприемников оказывается также эффективным при построении аналоговых устройств с транзисторными оптронами [10]. Стабилизирующая обратная связь в схеме, представленной на рис. 5.7,*б*, действует по оптическому каналу *СД1*—*ФТ1*. Ток в цепи последовательно соединенных светодиодов *СД1* и *СД2* создается усилителем *У1* с высокоомным выходным сопротивлением. Диод используется для защиты светодиодов от перегрузок по отрицательному напряжению. Нагрузкой фототранзистора *ФТ2* является низкоомная входная цепь усилителя *У2*, который в рассматриваемой системе действует как преобразователь ток — напряжение. Секция *У3* выполняет функции выходного усилителя мощности. Следует подчеркнуть, что потери энергии в устройстве на рис. 5.7,*б*, связанные с обеспечением оптимального режима и линеаризацией характеристик оптоэлектронного тракта, оказываются весьма значительными: соотношение выходного ($U_{вых}$) и входного ($U_{вх}$) напряжений составляет лишь 0,1.

По данным [10], стабильность коэффициента передачи сигнала в схеме рис. 5.7,*б* составляет ±5% в температурном диапазоне от 0 до 80°С. Допустимые изменения входного сигнала — от 0 до ±3 В.

Для сравнения эффективности различных технических средств, стабилизирующих и линеаризирующих ха-

Таблица 5.1

Технические характеристики аналоговых оптоэлектронных устройств

Характеристики оптронных преобразователей	Оптоэлектронные усилители		
	без стабилизирующих средств	с оптической компенсацией	с использованием дифференциального оптрона
Стабильность K_I в течение 100 000 ч при 25°С, %	5...20	3...18	0,075
Температурные изменения K_I, %·°С$^{-1}$	—0,5	0,03...0,1	0,005...0,03
Нелинейность, %	1...5	0,15...1	0,01...0,2

рактеристики оптронных преобразователей, приведем табл. 5.1, составленную по данным обзора [8].

Согласно таблице введение оптической компенсации оказывается полезным при температурной стабилизации и линеаризации характеристик аналоговых оптронных устройств; временна́я стабильность таких устройств остается невысокой.

Безусловное предпочтение по достигнутым техническим показателям отдается аналоговым устройствам с дифференциальными оптронами. Полученные показатели отвечают высоким требованиям, предъявляемым к линейным микроэлектронным усилителям и преобразователям сигналов.

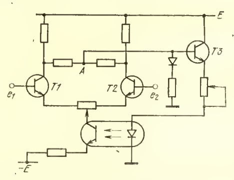


Рис. 5.8. Стабилизация статического режима устройства по оптическому каналу

В заключение подчеркнем, что использование оптических обратных связей в аналоговых электронных устройствах оказывается полезным в различных условиях и ситуациях. Иллюстрацией может служить схема, показанная на рис. 5.8, где стабилизация электрического режима устройства обеспечивается по оптическому каналу отрицательной обратной связи [11]. Если уровень тока в эмиттерной цепи дифференциального каскада на транзисторах *T1* и *T2* уменьшается, то возрастает напряжение в контрольной точке *A*, а с ним и ток проводимости светодиода. В результате увеличивается мощность светового потока, излучаемого в оптическом канале транзисторного оптрона, а следовательно, и уровень тока питания дифференциального каскада, который генерируется фототранзистором. Тем самым компенсируется начальное уменьшение коллекторного фототока,

а также стабилизируется распределение потенциалов и токов в любой части схемы рис. 5.8 (включая и цепь со светодиодом).

5.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ОПТРОНОВ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

В аналоговых микроэлектронных устройствах диодные и транзисторные оптроны часто сочетаются с операционными транзисторными усилителями (см., например, схемы на рис. 5.2—5.7). Поэтому особенности взаимодействия оптронов и операционных усилителей заслуживают специального рассмотрения.

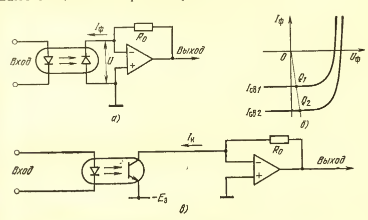


Рис. 5.9. Оптроны в схемах с операционными усилителями

В качестве операционных усилителей используются, как правило, многокаскадные секции, охваченные глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Операционные усилители обладают значительным входным сопротивлением и не создают существенной нагрузки на фотоприемник. Вместе с тем электрический режим фотоприемника, гальванически соединенного с входом операционного усилителя, фиксирован достаточно жестко; определяющим в этом случае оказывается влияние отрицательной обратной связи, активно воздействующей на фотоприемник.

Особенности электрического согласования диодного оптрона с операционным усилителем иллюстрируются рис. 5.9,*а* и *б*. Оценивая эффект воздействия тока фото-

диода на выходной потенциал усилителя, приходим к соотношению: $U_{вых}=K_U/(K_U+1)I_ф R_0$, здесь K_U — коэффициент усиления устройства $У$ по напряжению. Поскольку $K_U \gg 1$, получаем, что $U_{вых}=I_ф R_0$.

Электрический режим фотодиода в схеме рис. 5.9,*а* определяется двумя факторами: уровнем фототока $I_ф=K_I I_{св}$ и разностью потенциалов U на входе операционного усилителя. Напряжение $U=-U_{вых}/K_U=-I_ф R_0/(K_U+1)$; эквивалентное сопротивление нагрузки, шунтирующей фотодиод со стороны операционного усилителя, $R_{н\,ф}=R_0/(K_U+1)$. Например, в типичном случае: $I_ф=0{,}1$ мА, $R_0=10$ кОм, $K_U=1000$ оказывается, что сопротивление $R_{н\,ф}$ не превышает 10 Ом, а напряжение на фотодиоде $U_ф=-U$ составляет лишь 1 мВ.

Положение рабочей точки Q_1 фотодиода на диаграмме рис. 5.9,*б* определяется пересечением вольт-амперной характеристики $I_ф(U_ф)$ (при $I_{св}=I_{св1}$) и линии нагрузки с наклоном $-I_ф/U_ф=1/R_{н\,ф}$. При более интенсивном освещении фотодиода ($I_{св2}>I_{св1}$) рабочая точка сдвигается в состояние Q_2.

Отмеченные особенности электрического режима характерны и для схемы взаимодействия транзисторного оптрона с операционным усилителем (рис. 5.9,*в*). Важно лишь фиксировать рабочую точку фототранзистора в нормальном активном режиме, что в приведенной схеме достигается введением источника отрицательного напряжения $-E_э$. Выходной потенциал операционного усилителя однозначно связан с уровнем коллекторного тока фототранзистора: $U_{вых}=I_к R_0$.

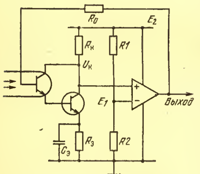


Рис. 5.10. Оптоэлектронная секция с составным транзистором и операционным усилителем

Введение отрицательных обратных связей в схемную комбинацию оптрон — операционный усилитель дает возможность четко определить электрический режим даже наиболее нестабильных в этом отношении фотоприемников. Известные трудности, в частности, возникают при фиксации составного фототранзистора в нормальном активном ре-

жиме. Однако по схеме с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 5.10) стабилизацию рабочей точки составного фототранзистора удается обеспечить без принципиальных затруднений [12].

Потенциал одного из входов операционного усилителя фиксирован на неизменном уровне $E_1 = R_2/(R_1 + R_2)E_2$. В статическом режиме ток базы неосвещенного фототранзистора задается по цепи с высокоомным резистором R_0. Уровень коллекторного тока составного транзистора (в цепи $R_к$) определяется соотношением

$$I_{к\ ст} = (E_2 - E_1)/[R_к + R_0/(K_у B_{сост})],$$

где $B_{сост}$ — коэффициент усиления базового тока, которым обладает составной транзистор, а $K_у$ — коэффициент усиления секции $У$ по напряжению.

Поскольку $B_{сост}$, $K_у \gg 1$, коллекторный ток в схеме рис. 5.10 фиксирован на строго определенном уровне $I_{к\ ст} \to (E_2 - E_1)/R_к$. Четко фиксирован эмиттерный ток составного транзистора $I_{э\ ст} = I_{к\ ст}/A_{сост} \approx I_{к\ ст}$, а с ним и потенциал базы $U_{б\ ст}$ фототранзистора. Поэтому режим возможного насыщения фототранзистора (при $U_{б\ ст} > U_{к\ ст}$) несложно исключить расчетным путем.

Отметим, что усилительная секция (рис. 5.10) являлась составной частью устройства с оптопрерывателем [12], которое применялось в качестве прецизионного датчика объектов, пересекающих канал оптической связи светодиода и составного фототранзистора.

5.3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Преобразование постоянного тока и низкочастотных сигналов в аналоговых оптоэлектронных устройствах осуществляется без принципиальных затруднений. Более сложной технической задачей является проектирование высокочастотных оптоэлектронных усилителей. Отметим, что частотный диапазон рассмотренных выше усилителей (см. рис. 5.2—5.7) не превышает 100 ... ... 200 кГц, спад амплитуды и сдвиг фазы высокочастотного сигнала в оптоэлектронном устройстве естественно связывать с ограниченными частотными возможностями операционных транзисторных усилителей. Заметно проявляется в области высоких частот инерционность диодных и транзисторных оптронов.

Возможности «чисто» схемного улучшения частотных характеристик оптронных каскадов активно используются при проектировании высокочастотных аналоговых устройств с оптическими связями. Отметим в первую очередь, что коррекцию амплитудно-частотных и фазочастотных искажений, вносимых оптронами, можно осуществлять уже во входных каскадах устройства до поступления сигнала в оптический тракт. Структурная схема оптоэлектронного устройства с предварительной коррекцией искажений, связанных с действием светодиода, уже рассматривалась (см. рис. 5.1,*а*). Принципиальная схема каскада, корректирующего фазочастотные искажения, вносимые излучателем, представлена на

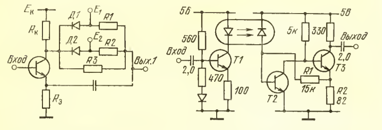


Рис. 5.11. Фазокорректирующий каскад

Рис. 5.12. Высокочастотный усилитель с оптической развязкой

рис. 5.11 [5]. При построении каскада учитывается, что сдвиг фазы, обусловленный инерционностью светодиода, зависит от уровня управляющего сигнала. Поэтому в схему рис. 5.11 введены нелинейные элементы (диоды), изменяющие в зависимости от уровня входных сигналов постоянную времени корректирующей цепи. По данным [5], колебания фазового сдвига, вносимого светодиодом, в зависимости от амплитуды сигналов возбуждения достигали 2,8°. В устройстве на рис. 5.1,*а* с предварительной коррекцией (рис. 5.11) отмеченные колебания фазового сдвига не превышали 1°.

Улучшение частотных характеристик фотодиодных и фототранзисторных каскадов достигается уменьшением электрического сопротивления цепей, соединенных с фотоприемниками. Оптроны в таких схемах работают на низкоомный (токовый) выход, разность потенциалов на фотоприемниках изменяется мало, и емкостные факторы существенно не проявляются.

Значительное расширение частотного диапазона достигается введением линейного транзисторного каскада с общей базой в качестве элемента низкоомной нагрузки фотоприемника. К сожалению, такие каскады не обеспечивают усиления фототока, весьма необходимого во многих оптоэлектронных устройствах.

Бо́льшей универсальностью и эффективностью в этом плане обладают транзисторные каскады и секции с базовым управлением. В состав высокочастотного оптоэлектронного усилителя [2], представленного на рис. 5.12, входит секция на двух биполярных транзисторах (*T2* и *T3*), охваченных глубокой отрицательной обратной связью по току, действующей по цепи с резисторами *R1* и *R2*. Входное сопротивление секции низкоомно. Поэтому постоянная времени, определяющая длительность перезарядки емкости фотодиода, невелика и верхняя граничная частота оптоэлектронного устройства (рис. 5.12) сдвигается в диапазон 10 ... 20 МГц.

В рассматриваемой схеме не предусмотрены технические средства, позволяющие улучшить линейность характеристик оптического тракта. Учитывается, однако, что с увеличением тока проводимости светодиода коэффициент передачи тока K_I заметно стабилизируется. Поэтому в схеме (рис. 5.12) статический ток светодиода фиксирован на достаточно высоком уровне (20 мА). Согласно [2] нелинейность преобразования сигналов в диапазоне до 1 В не превышала 2%.

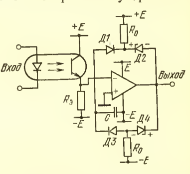


Рис. 5.13. Малоинерционная схема взаимодействия транзисторного оптрона с операционным усилителем

Следует все же подчеркнуть, что при $I_{св} > 10$ ... ... 15 мА излучатель действует в неблагоприятном тепловом режиме; по этой причине акцент на большие токи $I_{св}$ далеко не всегда является полезной или рациональной мерой.

Изменение разности потенциалов на фотоприемнике в процессе оптоэлектронного преобразования сигналов

удаётся свести к минимуму, используя в качестве нагрузки оптрона операционный транзисторный усилитель, охваченный глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Схемы такого типа уже рассматривались (см. рис. 5.9). В более оригинальном схемном варианте [16] параллельно операционному усилителю включены две цепи обратной связи (рис. 5.13). В каждую из таких цепей кроме обыкновенного диода введен кремниевый стабилитрон (*Д2* или *Д4*), действующий в режиме пробоя.

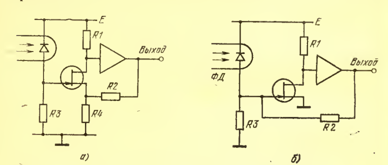


Рис. 5.14. Высокочастотные секции с *p—i—n*-фотодиодами

В статическом режиме цепи обратных связей разомкнуты. Однако при появлении на входе усилителя сигнала положительной полярности цепь с диодами *Д1* и *Д2* замыкается и жестко ограничивает дальнейшее повышение входного потенциала. Сигнал отрицательной полярности на входе усилителя ограничивается по каналу с диодами *Д3* и *Д4*. Таким образом, операционный усилитель в схеме рис. 5.13 действует как детектор нулевого напряжения. Изменения напряжения на входе операционного усилителя строго ограничены, разность потенциалов на фототранзисторе мало изменяется даже при значительных перепадах фототока. Поэтому переходные процессы в эмиттерной цепи фототранзистора кратковременны.

Успешно сочетаются в высокочастотных оптоэлектронных усилителях малоинерционные фотоприемники и полевые транзисторы [13—15].

Предпочтение и в этом случае отдается устройствам с отрицательными обратными связями. В схеме рис. 5.14,*а* обратная связь по цепи с резистором *R2* уменьшает входную емкость усилительного каскада на

полевом транзисторе. В варианте схемы (рис. 5.14,*б*) благодаря отрицательной обратной связи по каналу *R2* существенно снижается электрическое сопротивление нагрузки фотодиода со стороны полевого транзистора. По оценкам [13], частотный диапазон оптоэлектронных усилителей, показанных на рис. 5.14,*б*, может превышать 100 МГц.

В практической схеме (рис. 5.15) входное сопротивление транзисторной секции, охваченной отрицательной обратной связью, составляет 10 ... ... 50 Ом. При такой низкоомной нагрузке малоинерционный *p—i—n*-фотодиод действует в широком частотном диапазоне. По результатам [14], верхняя граничная частота устройства (рис. 5.15) ограничивается в основном операционным усилителем. Рассматриваемое устройство успешно взаимодействовало с 10-МГц волоконно-оптическими линиями связи.

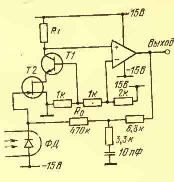


Рис. 5.15. Малоинерционный фотодиод в высокочастотном оптоэлектронном устройстве

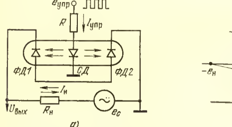
5.4. АНАЛОГОВЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

Диодные и транзисторные оптроны эффективно применяются для коммутации электрических цепей с плавно изменяющимися (аналоговыми) сигналами [17—20]. Аналоговые оптоэлектронные ключи осуществляют пропорциональное преобразование мгновенных значений аналоговых сигналов в амплитудные значения кратковременных импульсов и, таким образом, относятся к разряду линейных преобразователей. Успешно используются аналоговые ключи для коммутации цифровых и импульсных сигналов.

Объекты эффективного применения аналоговых ключей разнообразны и разнотипны. Выделим в этом плане аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, телефонные коммутационные системы, многоканальные телеметрические коммутаторы, устройства ввода инфор-

мации в цифровые вычислительные машины, решающие блоки аналоговых вычислительных машин.

Аналоговые ключи высокого качества проектируются на транзисторах (полевых и биполярных). До недавнего времени бесконтактное управление транзисторными ключами (прерывателями) осуществлялось с помощью импульсных трансформаторов. Развитие оптроники заметно влияет на традиционную схемотехнику коммутаторов аналоговых сигналов; уже в настоящее время диодные и транзисторные оптроны успешно (функционально и технологически) замещают импульсные трансформаторы.



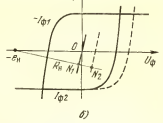


Рис. 5.16. Аналоговый ключ на диодном оптроне

При построении аналоговых ключей обычно стремятся обеспечить одинаково эффективное преобразование сигналов положительной и отрицательной полярности. В таких случаях к выходным элементам аналоговых ключей, действующим в цепях двухполярных модулируемых сигналов, предъявляется требование двусторонней проводимости. Подобными (в известном смысле реверсивными) выходными характеристиками обладают оптоэлектронные ключи с диодными оптронами.

По схеме рис. 5.16,*а* в одной цепи с источником модулируемых сигналов $e_c(t)$ действуют встречно включенные фотодиоды *ФД1* и *ФД2*. Управление фотодиодами по оптическим каналам осуществляется одним светодиодом. По этой схеме разработан коммутатор аналоговых сигналов типа АК-1 [17].

Благодаря встречному включению фотодиодов остаточное напряжение $U_{ост}$ в цепи источника модулируемых сигналов невелико. В диапазоне токов $I_н < I_ф$ фотодиоды, смещенные в прямом направлении обладают от-

носительно небольшим электрическим сопротивлением (рис. 5.16,*б*). По данным [17], сопротивление оптоэлектронного ключа (рис. 5.16,*а*) в открытом состоянии при токе светодиода 10 мА составляет $10^3 \dots 10^4$ Ом; сопротивление неосвещенного ключа достигает 10^9 Ом. Остаточное напряжение $U_{ост}$, не превышающее 20...30 мВ, может иметь и положительную и отрицательную полярность (см. точки N_1 и N_2 на рис. 5.16,*б*).

Рис. 5.17. Аналоговые ключи на транзисторных оптронах

Хорошими техническими показателями обладают аналоговые ключи, построенные на однотипных транзисторных оптронах (рис. 5.17). Схема оптоэлектронного ключа (рис. 5.17,*а*) составлена по компенсационному принципу: фототранзисторы *ФТ1* и *ФТ2* включены встречно, поэтому остаточный потенциал $U_{ост}$ равен разности напряжений на освещенных и насыщенных фототранзисторах. В другом схемном варианте (рис. 5.17,*б*) используется встречно-параллельное соединение фототранзисторов [18]. Аналоговый ключ в этой схеме коммутирует электрическую цепь, связывающую источник сигналов $e_c(t)$ и вход операционного усилителя.

Качество аналоговых ключей компенсационного типа существенно зависит от идентичности характеристик транзисторов, используемых в парных схемных комбинациях. Важным фактором является также симметрия транзисторной структуры, выравнивающая свойства транзистора в режимах нормального и инверсного включения. Целесообразно в схемах такого рода использовать интегральные транзисторные прерыватели, сочетающие однотипные приборы с симметричными областями эмиттера и коллектора, изготовленные в едином технологическом процессе.

Аналоговый оптоэлектронный ключ серии К249КН1 содержит интегральный транзисторный прерыватель и две диодные оптопары (рис. 5.18,*а*). Особенности ста-

тического взаимодействия фотодиодов и биполярных транзисторов показаны на рис. 5.18,*б*. Кривая *1* соответствует вольт-амперной характеристике $I_ф(U_ф)$ двух последовательно соединенных кремниевых фотодиодов в области небольших положительных напряжений $U_ф$. Вольт-амперные характеристики $I_{бк}(U_{бк})$ коллекторных *p—n*-переходов транзисторов показаны на рис. 5.18,*б* непрерывной и штриховой линиями. Различие вольт-амперных характеристик $I_{бк}(U_{бк})$ может быть связано

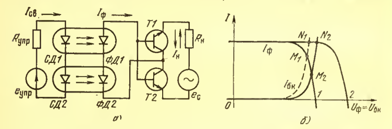


Рис. 5.18. Траизисториый прерыватель с оптическим управлением

с технологическим разбросом и температурным дрейфом. Учитывается также, что разность потенциалов $U_ф = U_{бк}$.

Точки пересечения M_1 и M_2 вольт-амперных характеристик определяют уровни токов фотодиодов и коллекторных *p—n*-переходов в режиме насыщения транзисторов. Согласно рис. 5.18,*б* точки M_1 и M_2 фиксируются на крутых участках вольт-амперных характеристик $I_ф(U_ф)$ и $I_{бк}(U_{бк})$. Поэтому даже при небольшом разбросе ВАХ характеристик положение точек M_1 и M_2 заметно различается. Такое различие является причиной определенной нестабильности важнейших технических характеристик (чувствительности, нагрузочной способности) оптоэлектронных ключей рассматриваемого типа (рис. 5.18,*а*).

Эффективная стабилизация технических характеристик аналогового оптоэлектронного ключа достигается введением дополнительной (третьей по счету) оптопары светодиод — фотодиод, включенной последовательно и согласно с двумя основными оптронами. Вольт-амперная характеристика трех последовательных включенных фотодиодов (кривая *2*) имеет значительный порог по напряжению. Поэтому характеристики фотодиодов и транзисторов пересекаются на уровне неизменного тока $I_ф$ в точках N_1 и N_2. Даже при значительном дрейфе вольт-амперных характеристик $I_{бк}(U_{бк})$ положение рабочих

точек фотодиодов мало изменяется, чем и гарантируется стабильное возбуждение транзисторного прерывателя.

Следует, однако, учитывать, что на диаграмме рис. 5.18,*б* вольт-амперная характеристика $I_{бк}(U_{бк})$ отражает эффект совместного действия двух транзисторов с параллельно включенными коллекторными *p—n*-переходами. В случае, иллюстрированном кривой *2*, стабилизированы фототок $I_ф$ и суммарный ток $I_{бк}$ в базовых цепях насыщенных транзисторов, но равенство базовых токов $I_{бк1}$ и $I_{бк2}$ в этом случае не обеспечивается. Из-за разброса вольт-амперных характеристик транзисторов токи в базовых цепях могут существенно различаться, что предопределит весьма неодинаковую чувствительность по току, различную степень насыщения и неравное остаточное напряжение транзисторов выходного прерывателя.

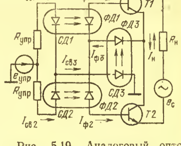


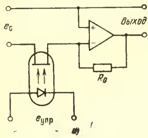
Рис. 5.19. Аналоговый оптоэлектронный ключ

Чувствительность, остаточное напряжение и нагрузочную способность аналогового оптоэлектронного ключа удается стабилизировать по схеме, представленной на рис. 5.19 [21]. Два фотодиода *ФД1* и *ФД2*, оптически связанные со светодиодами *СД1* и *СД2*, включены встречно. При освещении эти фотодиоды генерируют стабильные фототоки $I_{ф1}$ и $I_{ф2}$ и однозначно определяют уровень тока в базовых цепях транзисторов *Т1* и *Т2*. Сравнивая схемы (рис. 5.18,*а* и 5.19), отмечаем, что фотодиод *ФД3* в схеме рис. 5.19 занимает «старое» место фотодиода *ФД2* (в схеме рис. 5.18,*а*); в то же время фотодиод *ФД1* (в схеме рис. 5.18,*а*) «расщеплен» на два однотипных фотодиода *ФД1* и *ФД2* в схеме на рис. 5.19.

Важно, однако, учитывать, что фототок диода *ФД3* равен сумме токов фотодиодов *ФД1* и *ФД2*: $I_{ф3}=I_{ф1}+I_{ф2}$. Необходимый баланс фототоков достигается благодаря специальному соединению светодиодов, при котором ток проводимости $I_{св3}$ светодиода *СД3* равен сумме токов $I_{св1}$ и $I_{св2}$. Удвоенные токи в цепях светодиода *СД3* и фотодиода *ФД3* следует отнести к недостаткам схемы рис. 5.19. При использовании однотипных оптро-

нов в таком оптоэлектронном ключе светодиоды *СД1* и *СД2* смогут действовать лишь вполовину возможной мощности.

Эффективно действуют в аналоговых ключах полевые транзисторы [22, 23], обладающие нечетно-симметричными (в известном смысле реверсивными) вольт-амперными характеристиками. При нулевом токе нагрузки $I_н$ напряжение на замкнутом ключе с полевым транзистором также равно нулю. Такое отсутствие «смещения нуля» выгодно отличает аналоговые ключи с полевыми транзисторами от однотипных ключей, построенных на биполярных транзисторах.



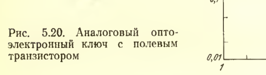
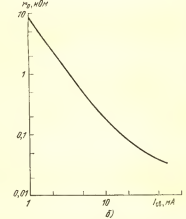


Рис. 5.20. Аналоговый оптоэлектронный ключ с полевым транзистором



В схеме, представленной на рис. 5.20,*а*, полевой транзистор с управляющим *p—n*-переходом, оптически связанный со светодиодом, коммутирует электрическую цепь, соединяющую источник сигналов $e_с(t)$ и операционный усилитель. Сопротивление неосвещенного транзистора достигает 30...100 МОм. При освещении транзистора его сопротивление r_0 резко снижается и в диапазоне «рабочих» токов светодиода $I_{св}=1...50$ мА спадает согласно рис. 5.20,*б*. При токе $I_{св}=10$ мА сопротивление r_0 уже не превышает 200 Ом.

Заканчивая разговор о технических ресурсах аналоговых оптоэлектронных устройств, отметим эффективность использования оптронов в линейных преобразователях с частотной и фазовой модуляцией сигналов. В качестве примера на рис. 5.21,*а* представлена схема

широтно-импульсного модулятора с диодным оптроном в качестве элемента гальванической развязки [2]. Каскад *1* генерирует электрические колебания стабильной частоты F и, таким образом, задает период следования импульсов, формируемых одновибратором *2*, $T=1/F$. Вместе с тем длительность импульса на выходе одновибратора зависит от уровня входного сигнала $U_{\text{вх}}$ (рис. 5.21,*б*). Импульсные сигналы на выходе диодного оптрона усиливаются секцией *3*, а затем демодулируются интегратором *4* и фильтром нижних частот *5*. Таким образом, оптрон в системе на рис. 5.21,*б* играет вспомогательную роль промежуточного переключателя и сравнительно мало влияет на показатели линейности и стабильности преобразователя.

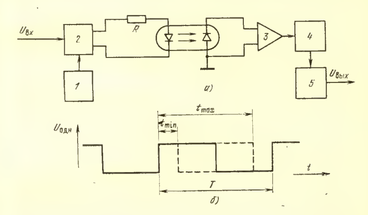


Рис. 5.21. Аналоговое оптоэлектронное устройство с широтно-импульсной модуляцией сигналов

Оценивая роль оптических связей в аналоговых устройствах, подчеркнем, что оптроны в линейной электронной технике применяются главным образом для гальванической развязки электрических цепей. Аналоговые оптоэлектронные устройства тем самым являются конкурентами устройств с трансформаторными связями. Оптоэлектронные преобразователи сигналов превосходят трансформаторные по частотным характеристикам, устойчивости к высокочастотным помехам; к тому же они компактны и технологичны. По напряжению развязки устройства с трансформаторными и оптическими связями примерно равноценны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Борисов С. Я.** Устройство гальванического разделения канала связи постоянного тока на базе оптрона. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1972, вып. 3, с. 40—45.
2. **Ходапп.** Применение оптронов в линейных схемах. — Электроника, 1976, т. 49, № 5, с. 33—40.
3. **Ольшевски.** Применение оптической связи в развязывающих усилителях. — Электроника, 1976, т. 49, № 17, с. 22—32.
4. **Asatani K., Kimura T.** Analyses of LED nonlinear distortions. — IEEE J. Sol.-St. Circuits, 1978, v. SC-13. № 1, p. 125—133.
5. **Asatani K., Kimura T.** Linearisation of LED nonlinearity by predistortions. — IEEE J. Sol.-St. Circuits, 1978, v. SC-13, № 1, p. 133—138.
6. **Seifart M., Barenthin K.** Galvanisch getrennte Übertragung von Analogsignalen mit Optokopplern. — Nachrichtentechnik Elektronik, 1977, Bd. 27, H. 6, S. 246—249.
7. **Sorensen H. O., Fellows R. A.** Optoelectronic components — leds, displays, couplers. — In: Wescon Professional Program. — Los Angeles, 1973, p. 1—28.
8. **Ольшевски.** Дифференциальный оптрон — средство повышения линейности и стабильности. — Электроника, 1978, т. 51, № 2, с. 48—54.
9. **Haney R. J.** Linear d. c./ d. c. opto-isolator. — Wireless World, 1976, v. 82, № 1486, p. 72.
10. **Нелсен.** Стабилизация схемы развязки при помощи согласованных оптронов. — Электроника, 1975, т. 48, № 10, с. 57—59.
11. **Hataji.** Feedback compensate and control circuits using a photocoupler. — Дэнси цусин чакай ромбун, 1975, v. 58-c. № 2, p. 57—64.
12. **Pshaenich A.** Constant-current feedback loop improves photodetector performance in optical sensors. — Electronic Design, 1978, v. 26, № 6, p. 136.
13. **Witkowicz T.** Design of low-noise fiber-optic receiver amplifiers using J-FET's. — IEEE J. Sol.-St. Circuits, 1978, v. SC-13, № 1, p. 195—197.
14. **Вендланд, Madден, Келли.** Недорогие pin-фотодиоды, согласующиеся по характеристикам с оптическим волокном и источником. — Электроника, 1976, т. 49, № 16, с. 52—54.
15. **Billings A.** Optocoupler provides analog isolation. — EDN, 1978, v. 23, № 20, p. 121—122.
16. **Гощиньски.** Оптрон воспроизводит длительность импульсов с малыми искажениями. — Электроника, 1977, т. 50, № 23, с. 55—56.
17. **Борисов Б. С., Варламов И. А., Лаврищев В. П.** Оптоэлектронные микросхемы гальванической развязки. — Электронная промышленность, 1972, № 2, с. 70—73.
18. **Горохов В. А., Дмитриев В. П., Носов Ю. Р.** Принципы конструирования оптоэлектронных коммутаторов аналогового сигнала. — Микроэлектроника/ Под ред. А. А. Васенкова. — М.: Сов. радио, 1975, вып. 8, с. 128—148.
19. **Горохов В. А.** Функциональная классификация и схемотехника интегральных оптоэлектронных коммутаторов. — Полупроводниковая электроника в технике связи/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1977, вып. 18, с. 185—208.

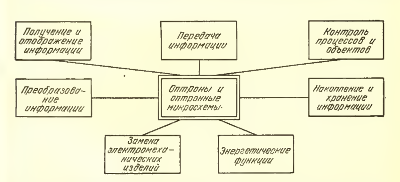
20. Дмнтрнев В. П., Бер Ю. А. Система параметров оптоэлектронных коммутаторов аналоговых снгналов и методы их нзмерения. — Электронная техника. Сер. 2, Полупроводниковые прнборы, 1978, № 4 (122), с. 96—103.
21. А. с. 617829 (СССР). — Опубл. в Б. И., 1978, № 28.
22. I-Chih Chen, Sahm W. H. A bilateral analog FET optocoupler. — IEEE Trans. 1978, v. CE-24, № 3, p. 247—261.
23. Мышляев В. Н. Аналоговые ключн на МДП-транзисторах. — Зарубежная электронная технnка, 1976, № 21, с. 68; № 22, с. 47.

Глава 6

СФЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ ОПТРОНОВ И ОПТРОННЫХ МИКРОСХЕМ

6.1. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Перспективные направлення развнтня и прнменення оптроиной техники в значнтельной степенн определнлнсь (рнс. 6.1). Оптроны н оптронные мнкросхемы [6.1] эффектнвио применяются для *передачи информации* между устройствамн, не нмеющнмн замкнутых электрическнх связей. Траднцнонно снльнымн остаются позицни оптоэлектронных прнборов в технике *получения и отображения информации.* Самостоятельное значение в этом направленни имеют оптронные датчнки, предназначенные для *контроля процессов* и объектов, весьма разлнчных по прнроде н назначенню. Заметно прогресснрует функциональная оптронная мнкросхемотехника, ориентнрованная на выполненне разнообразных операцнй, связанных с преобразованнем, накопленнем и храненнем нnформацни. Эффектнвной н полезной оказывается *замена* громоздких, недолговечных



Рнс. 6.1. Сферы прнменения оптронов и оптронных мнкросхем

и нетехнологичных (с позиций микроэлектроники) *электромеханических изделий* (трансформаторов, потенциометров, реле) оптоэлектронными приборами и устройствами. Достаточно специфическим, но во многих случаях оправданным и полезным является использование оптронных элементов в *энергетических целях.*

При передаче информации оптроны используются в качестве элементов связи, и, как правило, не несут самостоятельной функциональной нагрузки. Их применение позволяет осуществить весьма эффективную гальваническую развязку устройств управления и нагрузки, действующих в различных электрических условиях и режимах. С введением оптронов резко повышается помехоустойчивость каналов связи; практически устраняются «паразитные» взаимодействия по цепям «земли» и питания.

Отмеченные достоинства оптронов и оптронных микросхем широко и полно используются в вычислительной и измерительной технике, устройствах автоматики и связи. Эффективным оказывается применение оптронов в сложных промышленных условиях цехов, типографий, электростанций. Оптронные линии связи незаменимы при использовании аппаратуры в условиях и режимах, опасных или недоступных для человека. Например, в контрольно-измерительной аппаратуре, применяемой в медицине, геофизике, ядерной энергетике.

Иллюстрируя особенности применения оптронов в технике передачи информации, обратимся, в первую очередь, к фрагментам систем (рис. 6.2), типичным для цифровых ЭВМ. Однонаправленная, помехоустойчивая связь гальванически развязанных логических элементов (ЛЭ) эффективно осуществляется с помощью оптоэлектронного переключателя (рис. 6.2,*а*). Согласование фотоприемника с выходными ЛЭ по электрическим характеристикам и быстродействию оказывается сравнительно несложным, если оптоэлектронный переключатель строится на базе ЛЭ. В схеме рис. 6.2,*а* удобно использовать оптронный инвертор-переключатель серии К249ЛП1, в котором объединены бескорпусная диодная оптопара и бескорпусный вентиль ИС стандартной серии.

Опыт показывает, что применение малоинерционных оптронов оказывается эффективным и целесообразным практически в любом канале связи блоков и устройств ЭВМ. На рис. 6.2,*б* показана схема соединения процессора ЭВМ с периферийными устройствами ввода и вывода данных [2]. Экранированные линии электрической

связи возбуждаются мощными усилителями. Линии согласованы с излучателями. Транзисторные оптроны *ОТ1* и *ОТ2* обеспечивают эффективную гальваническую развязку процессора и периферийных устройств. Отсутствие общих электрических цепей исключает «паразитное» взаимодействие (перекрестные наводки, сбои по цепям питания) устройств ЭВМ.

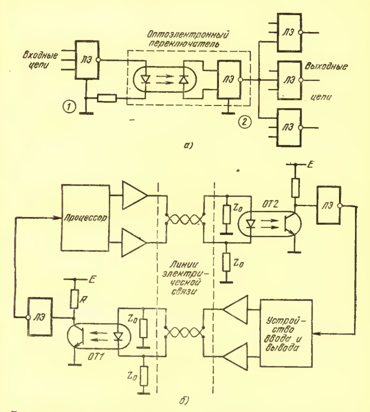


Рис. 6.2. Схемы оптической связи элементов (*а*) и устройств (*б*) ЭВМ.

Введение оптических связей четко и полноценно решает известные проблемы электрического сопряжения разнотипных электронных приборов и устройств. Выделим в этом плане технические задачи каскадирования элементов и узлов, построенных на полевых и биполяр-

16*

ных транзисторах, туннельных диодах и интегральных транзисторных микросхемах, полупроводниковых и электровакуумных приборах. Интерес представляет также рациональное и надежное согласование цифровых интегральных устройств с разнородной элементной базой (ТТЛ, ЭСЛ, И²Л, КМОП и т. п.).

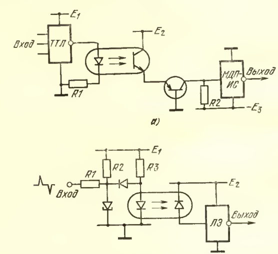


Рис. 6.3. Схемы сопряжения разнотипных элементов по оптическим каналам

Схема согласования элемента транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) с интегральным устройством на МДП-транзисторах [2] построена на транзисторном оптроне (рис. 6.3,*а*). В конкретном варианте: $E_1=E_2=5$ В, $E_3=15$ В, $R_1=820$ Ом, $R_2=24$ кОм — светодиод оптрона возбуждается током (5 мА), достаточным для насыщения транзистора и уверенного управления устройством на МДП-транзисторах.

Помехоустойчивую связь триггера на туннельном диоде и интегрального ЛЭ на биполярных или МДП-транзисторах несложно осуществить по схеме, показанной на рис. 6.3,*б*. Светоизлучатель диодного оптрона возбуждается по каналу E_1—$R3$ при переключении туннельного диода в прямом направлении и выключении диода. Фотоприемник оптрона действует в управляющей цепи ЛЭ.

Входные и выходные каскады в рассматриваемых схемах (рис. 6.3) не имеют общих электрических цепей; поэтому элемент ТТЛ и МДП-схема (рис. 6.3,*а*), триггер на туннельном диоде и логический транзисторный элемент (рис. 6.3,*б*) могут действовать в весьма разнородных условиях и режимах. Введение оптических связей позволяет также устранить ложные переключения входных каскадов от всплесков напряжения питания выходных (как правило, более мощных) каскадов.

При проектировании высокочувствительной, быстродействующей аппаратуры физического эксперимента особое внимание уделяется обычно входным каскадам устройства. Малоинерционные, чувствительные к кратковременным импульсным воздействиям входные каскады целесообразно питать от специального источника стабильного напряжения (например, от электрической батареи). Требования к стабильности других (менее ответственных) каскадов устройства оказываются, как правило, не столь жесткими. Четкая гальваническая развязка цепей питания достигается введением в каналы связи диодных или транзисторных оптронов [3, 4].

В пересчетном приборе [3] входной каскад, построенный на биполярном транзисторе, питается от независимого источника напряжения E_1 (рис. 6.4,*а*), а основная часть прибора (содержащая триггер Шмитта, фильтр импульсов, пересчетную схему) — от более мощного источника напряжения E_2. Источники E_1 и E_2 электрически не связаны, поэтому возможные колебания напряжения E_2 никак не влияют на электрический режим входного каскада. Полезная гальваническая развязка входного каскада в схеме рис. 6.4,*а* достигается благодаря оптопаре светодиод — фототранзистор; вместе с тем передача входного сигнала в счетную часть прибора осуществляется по оптическому каналу беспрепятственно.

Малошумящие входные каскады операционного усилителя [4] питаются от двух «плавающих» кадмиево-никелевых батарей. Связь входных и выходных каскадов усилителя достигается в этом устройстве с помощью оптронной микросхемы.

Использование оптронов в качестве элементов гальванической развязки заметно расширяет возможности физического эксперимента. В схеме, представленной на рис. 6.4,*б*, узел *Вых. 2* непосредственно связан с источ-

ником питания отклоняющих пластин электронной пушки [5]. По логике эксперимента дополнительное напряжение E_2 следует периодически подавать на отклоняющие пластины. Эта операция без принципиальных затруднений осуществляется в схеме рис. 6.4,*б* с помощью транзисторного оптрона. При воздействии положительного входного импульса светодиод оптрона возбуждается и фиксирует фототранзистор в режиме насыщения. При этом источник напряжения E_2 подключается к нагрузке $R4$. Если входной импульс отсутствует, то закры-

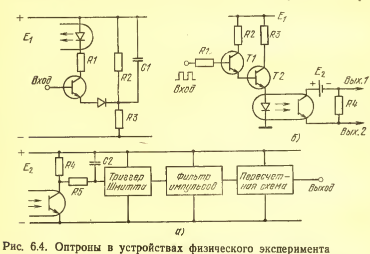


Рис. 6.4. Оптроны в устройствах физического эксперимента

тый фототранзистор размыкает цепь с источником E_2. В эксперименте по резистивному нагреву образца периодическими импульсами для спектроскопии оже-электронов [5] схема рис. 6.4,*б* имела параметры: $E_1=5$ В, $R_1=100$ кОм, $R_2=5{,}6$ кОм, $R_3=300$ Ом, $R_4=1$ кОм.

Активно используются оптические связи в телефонных устройствах и системах [6—8]. С помощью оптронов технически несложными средствами удается подключать к телефонным линиям микроэлектронные устройства, предназначенные для вызова, индикации, контроля и других целей. Экономичные оптоэлектронные элементы почти не нагружают телефонные линии; к тому же оптическая связь практически исключает сбои и помехи, обычно возникающие при соединении линий с устройствами вызова и измерительной аппаратурой.

Схемотехника использования транзисторного оптрона в телефонном устройстве вызова [7] иллюстрируется рис. 6.5. Сигнал вызова с амплитудой 100 В и частотой 20 Гц ответвляется по цепи с конденсатором емкостью 1 мкФ. Такой конденсатор ограничивает ток, отбираемый от телефонной линии на уровне 10 мА, что не оказывает заметного влияния на речевые сигналы. Светоизлучатель оптрона возбуждается сигналами положительной полярности, поступающими (благодаря действию двухполупериодного диодного выпрямителя) с удвоенной частотой. Сигнал вызова, передаваемый по оптическому каналу, управляет частотой колебаний транзисторного мультивибратора, который, в свою очередь, непосредственно связан с небольшим громкоговорителем.

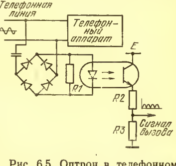


Рис. 6.5. Оптрон в телефонном устройстве вызова

Введение оптических связей в электронную измерительную аппаратуру, кроме полезной во многих отношениях гальванической развязки исследуемого объекта и измерительного прибора, позволяет также резко уменьшить влияние помех, действующих по цепям заземления и питания. В конкретной разработке [9] передача сигналов на вход осциллографа осуществляется с помощью оптически изолированного зонда. Входной каскад зонда содержит светодиод с токоограничивающим резистором, определяющим к тому же чувствительность зонда к исследуемым сигналам. Непосредственно с осциллографом соединен выходной каскад зонда, содержащий фотодиод и операционный усилитель фототока. Связь излучателя с фотоприемником осуществляется гибким стекловолоконным световодом. Использование оптически изолированного зонда устраняет большинство электрических помех и наводок, «типичных» для осциллографов с электрическими каналами управления и связей.

Значительный интерес представляют возможности и опыт использования оптоэлектронных приборов и устройств в биомедицинской аппаратуре. Оптроны позволяют надежно изолировать больного от действия вы-

соких напряжений, имеющихся, например, в электрокардиографических приборах [10]. В медицинской электронике применяются, главным образом, линейные оптоэлектронные усилители (см. гл. 5). Такие усилители, обладающие достаточно хорошими частотными характеристиками и приемлемой линейностью, создают объективное представление о биоэлектрических сигналах в условиях, безопасных для исследуемого пациента.

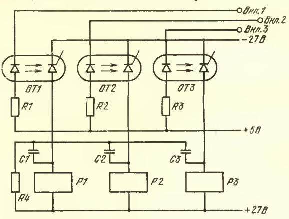


Рис. 6.6. Схема управления электромагнитными реле по оптическим каналам

Бесконтактное управление мощными, высоковольтными цепями по оптическим каналам весьма удобно и безопасно в сложных технических режимах, характерных для многих устройств и комплексов промышленной электроники. В этой области сильны позиции тиристорных оптронов [11]. Особенности использования таких оптронов в управляемых источниках питания переменного тока уже рассматривались (см. § 4.4). Оптроны с фототиристорами успешно применяются также для дистанционного управления электромоторами, двигателями постоянного и переменного тока, электромагнитными реле, мощными источниками света, высоковольтными электронными лампами и т. п.

Схема гальванической развязки низковольтной цепи управления и более высоковольтной цепи реле *P1 ... P3*, коммутирующих силовые обмотки машин и аппаратов, представлена на рис. 6.6. Схема применяется в системе телеуправления механизмами, расположенными во взрывоопасной шахте [11].

Коммутация цифрового газоразрядного индикатора ИН8-2 достигается с помощью оптопары светодиод — фототиристор (рис. 6.7,*а*). При управлении таким индикатором фототиристор действует в режиме малых токов. Дополнительный анодный ток, предотвращающий случайное самовыключение оптрона, подается в схеме рис. 6.7,*а* по цепи *R3*—*R4* [11].

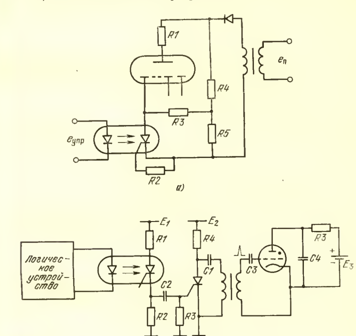


Рис. 6.7. Оптоэлектронные схемы переключения газоразрядного индикатора (*а*) и стробoтрона (*б*)

Включение мощного импульсного источника света — стробoтрона — осуществляется по схеме рис. 6.7,*б* [11]. Высоковольтные запускающие импульсы формируются в рассматриваемом устройстве по каналу тиристорный оптрон — тиристор с электрическим управлением — повышающий трансформатор. Питание управляющих тиристоров обеспечивается низковольтными источниками напряжений E_1=27 В, E_2=36 В; напряжение питания стробoтрона E_3=1000 В.

6.2. ПОЛУЧЕНИЕ И ОТОБРАЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ

Оптроны и оптронные микросхемы занимают прочные позиции в бесконтактной дистанционной технике оперативного получения и точного отображения информации о характеристиках и свойствах весьма различных (по природе и назначению) процессов и объектов. Уникальными возможностями в этом плане обладают оптроны с открытыми оптическими каналами. Среди них оптоэлектронные прерыватели, реагирующие на пересечение оптического канала непрозрачными объектами, и отражательные оптроны, у которых воздействие светоизлучателей на фотоприемники всецело связано с отражением излучаемого потока от внешних объектов.

Круг применений оптронов с открытыми оптическими каналами обширен и разнообразен. Уже в 60-е годы оптроны подобного типа эффективно использовались для регистрации предметов и объектов. При такой регистрации, характерной в первую очередь для устройств автоматического контроля и счета объектов, а также для обнаружения и индикации различного рода дефектов и отказов, важно четко определить местонахождение объекта или отразить факт его существования. Функции регистрации оптроны выполняют надежно и оперативно.

Важно, однако, подчеркнуть, что в целом весьма разнообразные применения разобщенных оптронов претерпевают качественную перестройку: все чаще приборы и микросхемы с открытыми оптическими каналами используются не столько для элементарной регистрации предметов и объектов, сколько для весьма точного и детального исследования их характеристик и свойств [12—16]. Выделим в этом плане контроль качества печатных соединений и символов, анализ «тонких» поверхностных эффектов, регистрацию микроперемещений объектов, измерение давления, температуры, различных перенапряжений, обнаружение дыма и т. п.

Принципы построения устройств с разобщенными оптронами в значительной степени аналогичны схемотехнике устройств с замкнутыми оптическими каналами. Однако при использовании разобщенных оптронов важно нейтрализовать влияние внешней («паразитной») засветки. Определенные технические трудности возникают также при обеспечении четкой дистанционной ориентации элементов разобщенного оптрона и исследуемого объекта.

Структурная схема микроэлектронного элемента с открытым оптическим каналом, способного различать границы черной и белой поверхностей, представлена на рис. 6.8,*а*. Влияние фототока, обусловленного постоянным внешним освещением приемника, существенно не проявляется, если светодиод возбуждается импульсными сигналами длительностью до 30 мкс, следующими с частотой 1...10 кГц. Поэтому в схему рис. 6.8,*а*, кроме усилителей *У1* и *У2*, введен генератор импульсов (мультивибратор) *G*, а в качестве выходного регистрирующего элемента действует триггер *Т*. Схемный состав

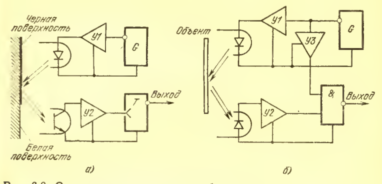


Рис. 6.8. Оптоэлектронные датчики объектов

подобных датчиков может в зависимости от конкретного назначения и особенностей эксплуатации заметно изменяться: например, в качестве каскада, управляющего светоизлучателем, часто используется транзисторный генератор синусоидальных колебаний, а информация об объекте, регистрируемая фотоприемником, может быть на выходе датчика представлена в аналоговой форме.

Полезные сигналы, всецело связанные с действием светодиода, четко выделяются с помощью вспомогательной схемы совпадений (рис. 6.8,*б*). Сигналы на выходе такого датчика формируются только на стадиях возбуждения излучателя, синхронно с импульсами задающего генератора *G*. Случайные (несинхронные) изменения фототока в рассматриваемой схеме мало влияют на амплитуду выходных импульсов.

Оптоэлектронная система [14], представленная на рис. 6.9, измеряет интенсивность светового луча, проникающего через объект или среду́ в оптическом канале

между светодиодом и фотодиодом. Синхроимпульсы прямоугольной формы, следующие с частотой 1 кГц и скважностью 1 : 10, через биполярный транзистор *Т3* периодически включают и выключают светоизлучатель. Эти же импульсы управляют полевыми транзисторами *Т2* и *Т1*, с помощью которых к выходу операционного усилителя *У1* поочередно подключаются усилители *У2* и *У3*.

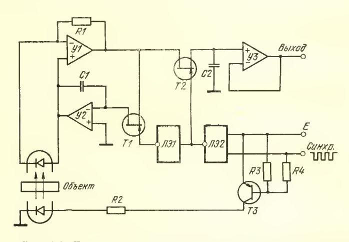


Рис. 6.9. Датчик оптического поглощения, вносимого объектом

Для уменьшения чувствительности системы к окружающему свету и электрическим наводкам выходной сигнал усилителя *У1* при выключенном светодиоде по низкоомной цепи с включенным транзистором *Т1* поступает в интегратор, состоящий из усилителя *У2* и конденсатора *С1*. Выходное напряжение интегратора поступает на неинвертирующий вход усилителя *У1* и компенсирует напряжение, действующее на его инвертирующем входе; таким образом, выходное напряжение усилителя *У1* при выключенном светодиоде весьма невелико.

Очередной синхроимпульс, возбуждающий излучатель, размыкает цепь с транзистором *Т1* и отключает интегратор от выходной цепи усилителя *У1*. Однако конденсатор *С1* сохраняет напряжение на неинвертирующем входе *У1* и по-прежнему компенсирует «паразитное» влияние внешнего света и электрических наводок. Поэтому напряжение на выходе усилителя *У1* в течение

рабочего такта всецело связано с действием светоизлучателя.

При возбужденном светодиоде транзистор *Т2* включен и напряжение с выхода усилителя *У1* поступает на конденсатор *С2*. Это же напряжение сохраняется на конденсаторе *С2* в паузе между синхронизирующими импульсами (при выключенном транзисторе *Т2*). Усилитель *У3* в выходной цепи устройства действует в качестве развязывающего каскада.

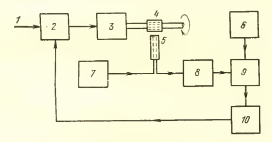


Рис. 6.10. Оптронный датчик в системе регулирования скорости вращения

Рассмотренный принцип компенсации побочных оптических и электрических факторов несложно (без существенных изменений) использовать при построении однотипных устройств с отражательными оптронами. По данным [14], оптоэлектронная система, показанная на рис. 6.9, с высокой точностью измеряющая оптическое поглощение (или отражение), вносимое объектом или средой, может с успехом применяться в медицинской аппаратуре, на предприятиях, выпускающих бумагу, ткани, краски, в устройствах обнаружения дыма.

Использование оптопар с гибкими волоконно-оптическими световодами существенно усиливает технические возможности оптронов на стадиях получения и отображения информации и заметно расширяет области их эффективного применения. На рис. 6.10 представлена структурная схема системы контроля и регулирования скорости вращения электромотора *3* [15]. Скорость вращения контролируется «длинным» оптроном, состоящим из светоизлучателя *7*, фотоприемника *8* и зонда *5*, оптически связанных гибкими световодами. В процессе вращения вала электромотора зонд воздействует и реагирует на белые и черные метки, нанесенные на муфту *4*,

жестко соединенную с валом. Таким образом, скорость вращения вала однозначно определяет частоту импульсов, регистрируемых фотоприемником.

Сигналы на выходе фотоприемника *8* подаются на счетное устройство *9*, синхронизируемое генератором *6* стабильной частоты. Блок *10* преобразует цифровые данные о скорости вращения вала в аналоговую информацию, которая по цепи обратной связи передается

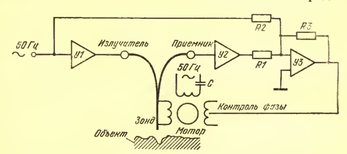


Рис. 6.11. Оптронный повторитель профиля поверхности

в устройство *2*, контролирующее скорость вращения электромотора. В итоге возможные изменения скорости вращения, связанные с нестабильностью источника возбуждения *1*, благодаря действию следящей обратной связи с оптронным датчиком скорости, четко контролируются и корректируются.

На базе оптрона с разомкнутым оптическим каналом сравнительно несложно построить датчик точного расстояния до объекта или бесконтактное устройство, имитирующее профиль поверхности [16]. Схема такого повторителя профиля представлена на рис. 6.11. Оптронный датчик состоит из светоизлучателя, фотоприемника и стекловолоконного световода Y-образной формы. Чувствительным элементом (зондом) оптрона является небольшая (по площади) область разлома световода, ориентированная на поверхность исследуемого объекта. Оптические сигналы, посылаемые излучателем, достигают фотоприемника только из-за отражения от объекта.

В практической схеме (рис. 6.11) светоизлучатель возбуждается через усилитель тока *У1* сигналами синусоидальной формы, следующими с частотой 50 Гц. Сигналы возбуждения через резистор *R2* подаются и на вход усилителя *У3*. На этот же вход (но в противофазе)

поступают сигналы от фотоприемника, усиленные секцией *У2*. Соотношение сопротивлений токоограничивающих резисторов *R1* и *R2* выбирается таким образом, чтобы выходной сигнал усилителя *У3* сохранялся весьма небольшим (нулевым), когда расстояние оптического зонда от поверхности отражения невелико (10...20 мм).

Сигнал с выхода усилителя *У3* возбуждает обмотку, контролирующую фазу небольшого 50-Гц сервомотора. Мотор соединен с концом оптронного датчика таким образом, чтобы зонд передвигался перпендикулярно исследуемой поверхности. По логике функционирования схемы рис. 6.11 мотор стремится удерживать зонд оптронного датчика на постоянном расстоянии от поверхности объекта. Поэтому при движении объекта или оптронного датчика зонд «следит» за изменениями рельефа поверхности и тем самым «повторяет» ее профиль.

Бесконтактное устройство (рис. 6.11) особенно полезно в тех случаях, когда исследуемая поверхность легко разрушается от прикосновений. Оптический зонд, в частности, уверенно воспроизводит профиль песчаного дна, скрытого небольшим слоем воды. По данным [16], даже поверхности, слабо отражающие свет (например слой угольной пыли) удовлетворительно контролируются оптронным датчиком с разомкнутым оптическим каналом.

В заключение отметим заметный прогресс монолитных (интегральных) схем с чувствительными фотоприемниками. Согласно [17] интегральный фотодетектор содержит фотодиод и мощный усилитель фототока, а также цифровые И^{2}Л-схемы и линейные биполярные схемы. Детектор в состоянии обнаружить движение объекта на расстоянии 2,5 м в сфере наблюдения диаметром 60 см. Среди полезных применений ИС с чувствительными фотоприемниками выделим измерение вибраций механизмов и крыльев самолетов, фундаментов машин, зданий, мостов. Такие схемы весьма удобны для изучения движения конечностей человека и животных. Отметим и «чисто житейские» применения ИС с фотодетекторами: в электронных игрушках, в системах тревожной сигнализации, в бесконтактных, дистанционных переключателях телевизоров, магнитофонов и т. д.

6.3. КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Мощность излучения, генерируемого светодиодом, и уровень фототока, возникающего в линейных цепях с фотоприемниками, прямо пропорциональны току электрической проводимости излучателя. Таким образом, по оптическим (бесконтактным, дистанционным) каналам можно получить вполне определенную информацию о процессах в электрических цепях, гальванически связанных с излучателем. Особенно эффективным оказывается использование светоизлучателей оптронов в качестве датчиков электрических изменений в сильноточных, высоковольтных цепях. Четкая информация о подобных изменениях важна для оперативной защиты источников и потребителей энергии от электрических перегрузок.

Примеры использования светодиодных датчиков электрических процессов иллюстрируются рис. 6.12. В схеме кварцевого генератора гармонических колебаний (рис. 6.12,*а*) излучатель генерирует оптические сигналы, изменяющиеся синхронно с коллекторным током транзистора. Дифференциальное сопротивление постоянно открытого светодиода невелико и не оказывает существенного влияния на частоту и добротность резонансного контура. Отметим, что введение светодиода в генератор гармонических колебаний — одна из немногих технических возможностей четко и безвредно контролировать изменения тока в подобных схемах, весьма чувствительных к импедансу измерительных датчиков. Мало влияет на величину и стабильность частоты колебаний генератора (рис. 6.12,*а*) каскад нагрузки, гальванически развязанный с основной схемой по оптическому каналу.

В качестве второго примера представим весьма несложную схему индикатора тока (рис. 6.12,*б*) [18]. Связь излучателя с высоковольтной электрической сетью осуществляется с помощью трансформатора, первичной обмоткой которого является сам токонесущий провод, пропущенный через отверстие тороидального сердечника. Вторичная обмотка содержит n витков (в рассматриваемом примере $n=200$). Поэтому ток электрической проводимости светодиода $I_{св}$ значительно меньше тока в сети $I_{сети}$: $I_{св}=I_{сети}/n$. Максимальный уровень тока светодиода удобно ограничивать трансформатором. Если ток в сети достигает высокого (опасного для излучателя) значения, то сердечник трансфор-

матора насыщается и ток во вторичной обмотке ограничивается на уровне, допустимом для светодиода. Диод предохраняет светодиод от электрических перегрузок в обратном направлении. Таким образом, оптронный датчик (рис. 6.12,*б*) может в безопасных условиях контролировать большие токи в электрической сети. В конкретном случае [18] максимальный уровень контролируемого тока сети достигал 10 А.

Светодиоды успешно действуют в качестве датчиков электрического режима трехфазной сети. В схеме, представленной на рис. 6.12,*в*, светоизлучатели *СД1*...*СД3* транзисторных оптронов образуют трехфазный детектор нулевых напряжений сети [19]. Такие детекторы синхронизируют включение тиристоров в управляемых преобразователях напряжения. Каждый светодиод в схеме рис. 6.12,*в* соединен с четырехдиодным мостом и поэтому реагирует на обе полярности сетевого напряжения. Бóльшую часть периода светодиоды и оптически связанные с ними фототранзисторы открыты. Если, однако, напряжение между любыми двумя шинами падает до 0,7 В, ток через подключенный к этим шинам светоизлучатель прекращается. Вместе с излучателем выключается связанный с ним фототранзистор и запускает ждущий транзисторный мультивибратор, генерирующий импульс «пересечение нуля». Одновременно идентифицируется фаза напряжения, изменяющего полярность.

Оптроны успешно действуют в высоковольтных стабилизаторах напряжения [20, 21], где они создают оптические каналы отрицательных обратных связей. Рассматриваемые стабилизаторы (рис. 6.13) относятся к устройствам последовательного типа, причем регулирующим элементом является биполярный транзистор (транзистор в схеме рис. 6.13,*а* и *Т3* в схеме рис. 6.13,*б*), а кремниевый стабилитрон действует как источник опорного (эталонного) напряжения. Сравнивающим элементом в обоих случаях служит светодиод.

Если выходное напряжение в схеме рис. 6.13,*а* возрастает, то увеличивается и ток проводимости светодиода. Фототранзистор оптрона воздействует на транзистор, подавляя возможную нестабильность выходного напряжения.

В схеме рис. 6.13,*б* излучатель включен в эмиттерные цепи дифференциального транзисторного каскада. Потенциал базы транзистора *Т1* фиксирован стабили-

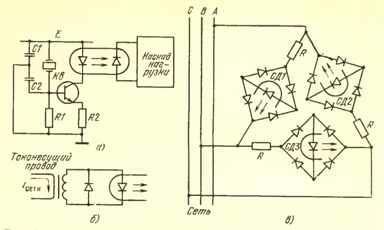


Рис. 6.12. Светодиодные датчики электрического тока

троном. При возможном уменьшении выходного напряжения $U_{вых}$ возрастает ток проводимости светодиода, который, воздействуя на фототранзистор, уменьшает падение напряжения на регулирующем транзисторе *Т3*.

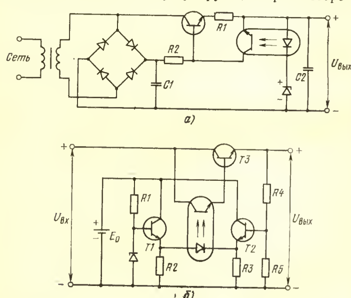


Рис. 6.13. Стабилизаторы напряжения с контролирующими оптронами

Светодиод в стабилизаторах рассматриваемого типа является технически совершенным датчиком электрических процессов. Разность потенциалов на светодиоде сравнительно невелика и мало изменяется при значительных колебаниях тока нагрузки, что положительно влияет на основные показатели качества (КПД, коэффициент стабилизации, выходное сопротивление) устройства.

Эффективно действуют оптроны в стабилизирующих цепях преобразователей постоянного и переменного напряжения [22, 23]. Вместе с выполнением основной своей функции — гальванической развязки входных и оконечных каскадов — оптроны успешно совмещают контроль электрических процессов в выходных цепях преобразователей.

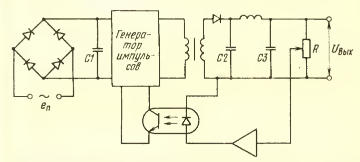


Рис. 6.14. Преобразователь напряжения с оптическим каналом обратной связи

В схеме преобразователя напряжения [23], показанной на рис. 6.14, стабилизирующая обратная связь обеспечивается по оптическому каналу светодиод — фототранзистор. В этой схеме отрицательная обратная связь замыкается на генератор, преобразующий напряжение на выходе диодного выпрямителя в сигналы напряжения импульсной формы.

Уверенно действуют оптронные датчики электрических перегрузок в устройствах контроля и защиты источников и потребителей электрической энергии. Представим в первую очередь несложную оптоэлектронную схему (рис. 6.15,*а*), которую можно использовать для контроля электрического состояния предохранителей в высоковольтных цепях [24]. В контур с предохранителем (Пр) включен светодиод, оптически связанный

с фотодиодом. Транзистор *T1* выполняет функции регулятора тока; благодаря этому транзистору ток проводимости светодиода гораздо меньше тока нагрузки $I_н$. Если предохранитель исправен и проводит ток, то светодиод излучает, транзисторы *T2* и *T3* насыщены и напряжение, поступающее на индикатор, невелико. Если цепь с предохранителем размыкается, то световой поток в оптическом канале светодиод — фотодиод угасает,

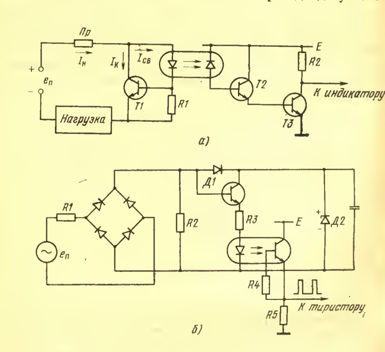


Рис. 6.15. Оптроны в цепях контроля электрических перегрузок

транзисторы *T2* и *T3* запираются и напряжение на индикаторе резко возрастает. В сообщении [24] приведены и другие оптоэлектронные схемы контроля предохранителей, представляющие практический интерес.

При функционировании мощных тиристоров в импульсном режиме включения существует опасность вынужденного перехода этих приборов в режим постоянного включения, что может быть связано с неисправностью схемы управления. Возникающая в этом случае электри-

ческая перегрузка по мощности приводит к разрушению тиристоров и к другим нежелательным последствиям. Простая схема защиты тиристора от электрических перегрузок подобного рода [25] строится на транзисторном оптроне (рис. 6.15,*б*). Схема формирует импульс для запуска тиристора каждый раз, когда сетевое напряжение $e_п$ пересекает нулевой уровень. Весьма важно, однако, что схема прекращает формирование импульсов запуска при неисправности почти любого ее компонента.

Особенности этого фактора поясним, ориентируясь на конкретные параметры схемы рис. 6.15,*б*: R_1=10 кОм, R_2=15 кОм, R_3=100 Ом, R_4=33 кОм, R_5=10 кОм, *C*=25 мкФ; напряжение пробоя кремниевого стабилитрона *Д2* — 3 В; напряжение сети — 120 В. Если напряжение $e_п$ достаточно велико, то конденсатор заряжается через открытый диод *Д1*. Максимальная разность потенциалов на обкладках этого конденсатора ограничивается стабилитроном *Д2* и не превышает 3 В; поэтому бóльшая часть сетевого напряжения падает на резисторе *R1*. Транзистор закрыт, если напряжение на его базе превышает 2,3 В. Как только с уменьшением сетевого напряжения потенциал базы транзистора оказывается ниже этого уровня, транзистор открывается, светодиод начинает излучать и на выходе фототранзистора формируется сигнал для запуска тиристора. Этот сигнал, однако, оказывается кратковременным (длительностью 100 мкс), поскольку конденсатор быстро разряжается через открытый транзистор и теряет накопленный потенциал. Таким образом, к началу каждого нового полупериода сетевого напряжения схема на рис. 6.15,*б* не имеет запасов питания, а при отказе основных компонентов (*C*, *R1*, *Д1*) не может их восполнить. Очевидно, что формирование выходных импульсов прекращается и в тех случаях, если выходят из строя светодиод, транзистор или фототранзистор, резистор *R2*.

Успешным оказывается использование оптронов в устройствах защиты вторичных источников питания [11, 26].

В заключение покажем возможности применения оптронных элементов электрического регулирования и контроля в аналоговой технике. Примером в этом плане может служить схема автоматического регулирования усиления [27], где фоторезистор оптрона включен в цепь обратной связи операционного усилителя

(рис. 6.16,*а*). Светодиод также соединен с выходом усилителя. Если положительный перепад напряжения на выходе усилителя превышает пороговое напряжение светодиода, то излучатель возбуждается и уменьшает сопротивление фоторезистора. Эффективность отрицательной обратной связи резко возрастает, и коэффициент усиления устройства существенно снижается. В этом режиме при изменении входного сигнала на 50 дБ выходное напряжение изменяется лишь на 16 дБ. Отметим также, что резистор *R2* (10 МОм) шунтирует фоторезистор и, таким образом, исключает насыщение операционного усилителя в отсутствие сигнала.

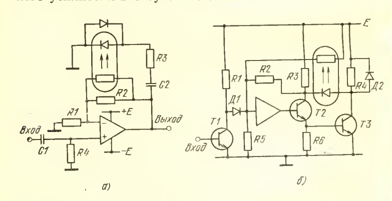


Рис. 6.16. Резисторные оптроны в схемах регулирования (*а*) и защиты (*б*)

В схеме, показанной на рис. 6.16,*б*, двухтранзисторный элемент с резисторным оптроном используется для защиты импульсного усилителя от электрических перегрузок и короткого замыкания [28]. При номинальной нагрузке транзисторы *Т2* и *Т3* насыщены, а светодиод смещен в обратном направлении. При электрической перегрузке транзистор *Т3* выходит из режима насыщения, потенциал его коллектора возрастает и смещает рабочую точку светодиода в прямом направлении. Интенсивно излучая, светодиод сигнализирует о перегрузке, а через фотоприемник воздействует на входную цепь усилителя и выключает его.

6.4. ЗАМЕНА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

В комплексе технических решений, ориентированных на повышение эффективности и качества устройств авто-

матики, радиотехники, электросвязи, промышленной и бытовой электроники, целесообразной и полезной мерой является замена электромеханических изделий (трансформаторов, реле, потенциометров, реостатов, кнопочных и клавишных переключателей) более компактными, долговечными, быстродействующими аналогами. Ведущая роль в этом направлении отводится оптоэлектронным приборам и устройствам. Дело в том, что весьма важные технические достоинства трансформаторов и электромагнитных реле (гальваническая развязка цепей управления и нагрузки, уверенное функционирование в мощных, высоковольтных, сильноточных системах) свойственны и оптронам. Вместе с тем оптоэлектронные изделия существенно превосходят электромагнитные аналоги по надежности, долговечности, переходным и частотным характеристикам. Управление компактными и быстродействующими оптоэлектронными трансформаторами, переключателями, реле уверенно осуществляется с помощью интегральных микросхем цифровой техники без специальных средств электрического согласования.

Иллюстрируя особенности построения оптоэлектронного реле, рассмотрим схему на рис. 6.17,*а* [29]. В цепи управления реле действуют транзистор *T1* и два светодиода, *СД1* и *СД2*. Если транзистор закрыт, то электрический ток $I_п$ по цепи с резистором *R2* открывает и возбуждает светодиод *СД1*. Фототранзистор *ФТ1*, освещаемый светодиодом, генерирует значительный эмиттерный ток и фиксирует выходной транзистор *T2* в режиме насыщения. При этом компоненты второго канала (*СД2*, *ФТ2* и *T3*) закрыты. Таким образом, в исходном состоянии устройства (рис. 6.17,*а*) один из контактов (между выводами *K1* и K_0) замкнут, а другой (между *K2* и K_0) разомкнут.

При достаточно высоком уровне напряжения $e_{упр}$ входной транзистор *T1* переходит в режим насыщения и переключает ток $I_п$ в цепь со светодиодом *СД2*. В результате транзистор *T2* запирается и размыкает электрическую цепь между выводами *K1* и K_0, а транзистор *T3*, действующий в режиме насыщения, закорачивает выводы *K2* и K_0. Это оптоэлектронное устройство функционирует подобно электромагнитному реле с двумя контактными парами (рис. 6.17,*б*).

Разработчики, проектируя оптоэлектронные реле, естественно, не стремятся воспроизвести все технические

особенности электромагнитных прототипов. Однако главные из них: гальваническая развязка входа и выхода и уверенная коммутация высоковольтных, сильноточных цепей — являются обязательными для реле с оптронами. Этими свойствами обладает группа мощных оптоэлектронных переключателей, выпускаемых серийно в виде готовых (функционально и конструктивно завершенных) изделий.

Рис. 6.17. Оптоэлектронный аналог (*а*) электромеханического реле (*б*)

Принципиальная схема оптронного переключателя серии К295КТ1, предназначенного для коммутации цепей постоянного тока, показана на рис. 6.18. Переключатель состоит из трех тиристорных оптронов, но лишь фототиристор оптрона *ОТ1* действует непосредственно в цепи коммутируемой нагрузки $R_{н}$. Другие оптроны играют вспомогательную роль: оптрон *ОТ2* служит для выключения *ОТ1*, а *ОТ3* предохраняет выходной фототиристор от самовыключения в течение переходных процессов. Цепи управления переключателем согласованы с выходными электрическими цепями логических микросхем серии К155.

Типовая структурная схема оптоэлектронных реле, эффективно применяемых в управляемых источниках питания переменного тока, представлена на рис. 6.19,*а* [30]. В состав подобных реле обычно входят оптрон, детектор, четко фиксирующий переход управляющего напряжения через нуль (детектор нуля), спусковое устройство (триггер) и мощный выходной переключатель. Как правило, в качестве входного элемента гальванической развязки используется транзисторный оптрон, причем фототранзистор оптрона может эффективно вы-

полнять функции детектора нуля. Триггер проектируется на основе тиристора средней мощности, а выходным переключателем служит мощный симметричный тиристор (триак).

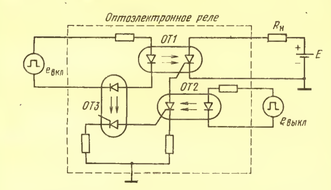


Рис. 6.18. Тиристорное оптоэлектронное реле постоянного тока

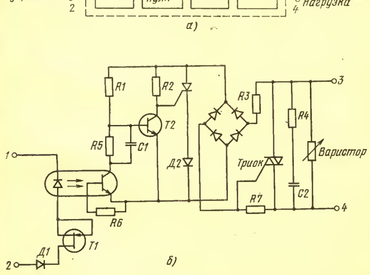


Рис. 6.19. Оптоэлектронное реле

Схемный вариант оптоэлектронного реле рассматриваемого типа [31] показан на рис. 6.19,*б*. Отметим, что ток управления, возбуждающий светоизлучатель транзисторного оптрона, ограничивается полевым транзистором *T1*; его максимальная величина не превышает 12 мА. Эффективное значение тока, коммутируемого оптоэлектронным реле, составляет 10 А.

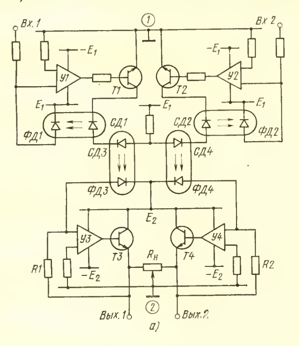
Миниатюрное оптоэлектронное реле [32] содержит светодиод, фотодиодную матрицу на подложке и мощный МДП-ключ. Реле спроектировано для цепей постоянного тока силой 300 мА; коммутируемое напряжение ограничивается 50 В; время переключения реле 1 мс.

Четко определился практический интерес к оптоэлектронным аналогам электрических трансформаторов [33—35]. Оптоэлектронные устройства, способные заменить трансформаторы, конечно, не являются их полными электромагнитными эквивалентами (вряд ли вообще есть особый смысл в стремлении обеспечить 100%-ную эквивалентность приборов, весьма различных по физической природе). Однако существенные свойства трансформаторов (гальваническая развязка цепей управления и нагрузки, эффективная взаимосвязь нескольких электрически изолированных каналов, линейное преобразование сигналов напряжения и тока) оптоэлектронные устройства имитируют достаточно успешно. Вместе с тем оптоэлектронные трансформаторы компактны, технологичны, способны усиливать мощность «трансформируемых» сигналов, без заметных искажений осуществляют преобразование медленно изменяющихся сигналов и уровней постоянного напряжения.

Схемный вариант оптоэлектронного трансформатора [33] показан на рис. 6.20,*а*. Такое устройство по основным техническим характеристикам подобно линейному электрическому трансформатору с секционированными обмотками (рис. 6.20,*б*). Однотипные каналы управления (секции «первичной обмотки») и нагрузки (секции «вторичной обмотки») оптоэлектронного трансформатора к тому же тщательно симметрированы. Входной сигнал, поступающий в узел *Вх. 1*, усиливается каскадом *У1* и транзистором *T1*; линейность и стабильность усилительной секции обеспечивается отрицательной обратной связью по оптической линии *СД1—ФД1*. Передача сигнала в канал нагрузки осуществляется с помощью другой оптопары *СД3—ФД3*. Выходной сигнал, форми-

руемый в узле *Вых. 1*, предварительно усиливается каскадом *У3* и эмиттерным повторителем на транзисторе *Т3*, и эта секция охвачена отрицательной обратной связью (по цепи с резистором *R1*), стабилизирующей характеристики усилителя.

Аналогично действует и вторая половина оптоэлектронного трансформатора (с узловыми точками *Вх. 2* и *Вых. 2*). Отметим лишь, что входные и выходные сиг-



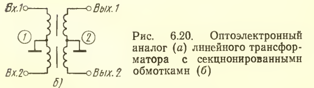


Рис. 6.20. Оптоэлектронный аналог (*а*) линейного трансформатора с секционированными обмотками (*б*)

налы в схеме рис. 6.20,*а* поступают и формируются в противофазе; в тех же условиях дестабилизирующие (временны́е, температурные) факторы действуют синфазно и взаимно компенсируются. Очевидно также, что средние точки *1* и *2* «обмоток» оптоэлектронного транс-

форматора (указанные на схеме рис. 6.20,*а* в кружках) могут иметь независимые заземления.

Японские разработчики представили [35] полупроводниковый трансформатор с транзисторными оптронами в качестве элементов гальванической развязки. Такое оптоэлектронное устройство может использоваться в аппаратуре связи вместо трехобмоточных электрических трансформаторов. Оптоэлектронный трансформатор повышает мощность передаваемых сигналов; высшая граничная частота прибора достигает 100 кГц.

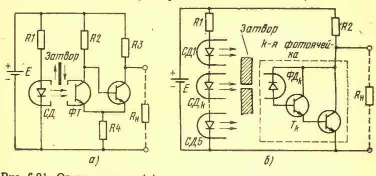


Рис. 6.21. Оптрон-кнопка (*а*) и оптоэлектронный переключатель пределов измерений (*б*)

Введение оптических звеньев резко повышает надежность срабатывания и долговечность кнопочных и клавишных переключателей [36, 37]. Оптрон-кнопка (рис. 6.21,*а*) содержит постоянно возбужденный светодиод, оптически связанный с фототранзистором. В свою очередь, фототранзистор и биполярный транзистор являются основой триггера с эмиттерной связью. Оптическая связь излучателя и приемника может регулироваться непрозрачной шторкой — затвором. Если затвор не прерывает поток света, то фототранзистор насыщен, а выходной транзистор триггера закрыт; тем самым имитируется размыкание (холостой ход) кнопки. Если затвор введен в оптопрерыватель, то триггер переключается и транзистор фиксируется в режиме насыщения; в результате оптрон-кнопка замыкает внешнюю электрическую цепь. Очевидно, что подобные переключатели не являются универсальными и ориентированы, как правило, на специальные применения. Оптоэлектронная кнопка, в частности, предназначена для взаимодействия со стандартными ТТЛ-микросхемами.

Многоканальный оптический переключатель пределов измерений [37] успешно заменяет электромеханический переключатель в спектроанализаторе с верхней граничной частотой 5 МГц. Прибор состоит из двух секций (рис. 6.21,*б*). В одной секции пять последовательно соединенных светодиодов *СД1*...*СД5* жестко фиксированы на рамке с электрическими выводами. В другой секции пять фотодиодов *ФД1*...*ФД5* и пять составных транзисторов *Т1*...*Т5* соединены в каждой фотоячейке по схеме рис. 6.21,*б* и также смонтированы на рамке с электрическими выводами. Затвор, расположенный между двумя решетками, обеспечивает селективную засветку фотоячеек. Лишь освещенная ячейка замыкает цепь нагрузки. Переключатель предназначен для применения с КМОП-логическими микросхемами.

Высокими техническими показателями обладают полупроводниковые потенциометры и переменные резисторы с оптическим управлением [38]. Оптоэлектронные потенциометры компактны, технологичны, долговечны. Плавное, дистанционное, малоинерционное изменение фотосопротивления по оптическому каналу не связано к тому же с «паразитным» фоном (шумом, потрескиванием), характерным для электромеханических потенциометров. Без принципиальных затруднений удается организовать перестройку фотосопротивления по любому функциональному закону.

6.5. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ

В энергетическом режиме оптроны используются в качестве вторичных источников ЭДС и тока. КПД оптронных преобразователей энергии невелик. Однако возможность введения дополнительного источника напряжения или тока в любую цепь устройства без гальванической связи с первичным источником питания дает разработчику новую степень свободы, особенно полезную при решении нестандартных технических задач.

В энергетическом режиме успешно функционируют диодные оптроны, а также транзисторные, но, как правило, в диодном включении.

Принцип использования диодного оптрона в качестве вторичного источника ЭДС $\mathcal{E}_ф$ наглядно иллюстрируется рис. 6.22,*а* и *б*. ВАХ освещенного фотодиода существенно сдвинута в область отрицательных (обратных) токов $I_ф$; поэтому на выводах разомкнутого фотоприемни-

ка (при $I_ф=0$) действует положительная разность потенциалов (фото-ЭДС) $\mathcal{E}_ф$.

Во многих практических случаях (особенно при сопряжении оптронных источников тока с каскадами на кремниевых биполярных транзисторах) уровень $\mathcal{E}_ф = 0{,}3 \ldots 0{,}4$ В явно недостаточен. Целесообразно соединение однотипных фотоприемников по схеме рис. 6.22,*в*. Уровень выходного тока $\mathcal{I}_ф = K_I I_{св}$ при этом сохраняется на прежнем уровне (см. рис. 6.22,*б*); однако диапазон допустимых значений $R_{н\,доп}$ и $\mathcal{E}_{ф\,доп}$ заметно (почти вдвое) расширяется (рис. 6.22,*г*).

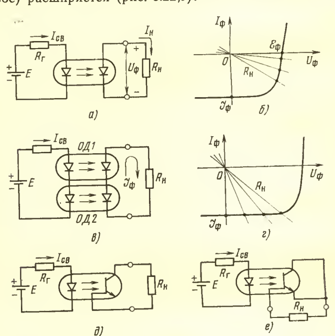


Рис. 6.22. Диодные и транзисторные оптроны в энергетическом режиме

Схемы с транзисторными оптронами, действующими в качестве вторичных источников ЭДС или тока, представлены на рис. 6.22,*д* и *е*. И в том и в другом случае используется диодное включение фототранзистора (с «оборванным» эмиттером в схеме рис. 6.22,*д* и с короткозамкнутой цепью коллектор — эмиттер в схеме на рис. 6.22,*е*).

Во многих практических схемах (частично рассмотренных выше) управление устройствами осуществляется только по оптическим каналам (без привлечения источников электрической энергии). По существу, в таких схемах оптроны действуют как вторичные источники напряжения или тока (импульсного или постоянного). Показательным примером в этом плане могут служить аналоговые оптронные ключи (детально рассмотренные в § 5.4). Питание входной цепи интегрального транзисторного прерывателя в таких ключах осуществляется фотодиодами, действующими в качестве генератора тока $I_ф$ [39]. Нагрузкой источников фототока являются коллекторные переходы транзисторов, смещаемые в прямом направлении.

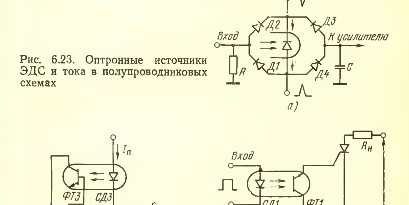


Рис. 6.23. Оптронные источники ЭДС и тока в полупроводниковых схемах

11023—2

В известной мостовой схеме симметричного смесителя (рис. 6.23,*а*), применяемой в стробоскопических осциллографах, фотодиод генерирует небольшой ток, смещающий диоды моста в прямом направлении, чем и достигается заметное повышение чувствительности смесителя к импульсным воздействиям.

Интересные возможности применения оптронов в энергетических целях отмечены в сообщении [40]. В схеме, показанной на рис. 6.23,*б*, питание входного светодиода *СД1* в статическом режиме обеспечивается постоянно освещенными фототранзисторами *ФТ2* и *ФТ3*. Такой способ предварительного возбуждения излучателя по каналам, гальванически не связанным с источниками электрической энергии, оказывается одинаково полезным и в цифровых и в аналоговых оптоэлектронных устройствах.

Схема рис. 6.23,*в* используется для включения тиристора. В исходном состоянии излучатели *СД2* и *СД3* возбуждены постоянным током $I_п$, освещенные приемники *ФТ2* и *ФТ3* генерируют фото-ЭДС и в совокупности с конденсатором большой емкости действуют как источник неизменного напряжения положительной полярности $E_ф$. Входной импульс по оптическому каналу с излучателем *СД1* переводит фототранзистор *ФТ1* в режим насыщения и замыкает цепь с источником $E_ф$ на управляющий электрод тиристора.

К разряду оригинальных энергетических применений оптронов можно отнести и схему оптоэлектронного формирователя временны́х меток, предназначенного в первую очередь для самопишущих приборов [41]. Формирователь содержит *n* транзисторных оптронов. Хронирующий ключ периодически соединяет цепи светодиодов с источником постоянного напряжения. Освещаемые фототранзисторы генерируют сигналы напряжения, достаточного для отклонения пера самописца. Успешно используются фотодиоды для питания инжекционных ($И^2Л$) микросхем [17] и приборов с зарядовой связью [42].

6.6. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ХРАНЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ

Оптроны успешно и эффективно действуют на стадиях получения, передачи, отображения информации. Вместе с тем специальной функциональной нагрузки, ориентированной на переработку информации, оптроны в подобных случаях, как правило, не выполняют. Однако использование дополнительных (оптических) каналов управления и связей существенно (количественно и качественно) обогащает функциональные ресурсы оптоэлектронных приборов и устройств. Поэтому применение оптронов и оптронных микросхем для переработки

(в первую очередь, преобразовання н хранення) ннформацнн возможно н целесообразно [43].

Резнсторные оптроны в несложных схемных комбннацнях четко выполняют разнообразные аналоговые операцнн с медленно нзменяющнмнся электрнческнмн сигналамн. Характерным прнмером в этом плане может служнть оптоэлектронное устройство, осуществляющее умножение аналоговых велнчнн [44]. Прннцнпнальная электрнческая схема умножнтеля представлена на рнс. 6.24. Один нз сомножителей моделнруется сигналом напряження u_x, воздействующнм на светоднода. Другой

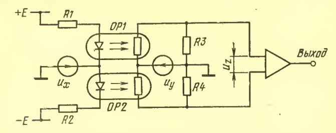


Рис. 6.24. Оптоэлектронный умножитель аналоговых величин

сомножнтель генернруется нсточником напряжения u_y, включенным в диагональ моста с фоторезнсторамн. Сигнал u_z на входе лннейного уснлнтеля должен быть пропорцнонален пронзведенню $u_x u_y$.

Еслн $u_x = 0$, то резнсторный мост сбалансирован н $u_z = 0$ при любом значеннн u_y. Такой баланс достигается, еслн сопротнвления фоторезисторов (прн $u_x = 0$) и резнсторов $R3$, $R4$ одннаковы; будем полагать их равнымн $R_\text{ф}$.

Прн воздействнн сигнала u_x токн светоднодов нзменяются в протнвофазе, сопротнвлення фоторезнсторов становятся разлнчными: $R_\text{ф}(u_x) = R_\text{ф}[1 \pm \delta_{R_\text{ф}}(u_x)]$, что прнводит к разбалансу моста. Для малого уровня u_x наблюдается лннейная зависимость $\delta_{R_\text{ф}}(u_x) = a u_x$.

В этом режнме сигнал на входе уснлнтеля определяется соотношением

$$u_z = -2a u_x u_y [4 - \delta_{R_\text{ф}}(u_x)]. \tag{6.5}$$

Если $\delta_{R_\text{ф}}(u_x) \ll 2$, то

$$u_z = -0{,}5 a u_x u_y. \tag{6.5а}$$

Последнее соотношение показывает способность оптоэлектронного устройства (рис. 6.24) действовать в качестве умножителя аналоговых сигналов u_x и u_y. Следует подчеркнуть, что в итоге операции умножения (6.5а) учитываются и уровень и знак каждого сомножителя.

Накопление и долговременное хранение информации успешно осуществляется в системах с фоторезисторными триггерами [45]. Такие триггеры проектируются на

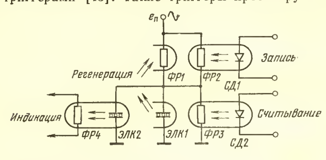


Рис. 6.25. Оптоэлектронная ячейка хранения информации

базе бистабильного оптрона по схеме, представленной на рис. 6.25. Два состояния устойчивого равновесия обеспечиваются в рассматриваемой схеме благодаря положительной обратной связи, замкнутой по оптическому каналу между электролюминесцентным конденсатором *ЭЛК1* и фоторезистором *ФР1*.

В исходном состоянии триггера сопротивление фоторезистора *ФР1* относительно велико, что препятствует возбуждению излучателя *ЭЛК1* и, в свою очередь, исключает засветку фоторезистора *ФР1* по цепи с излучателем *ЭЛК1*. Запись информации в ячейку достигается освещением фоторезистора *ФР2* по каналу с излучателем *СД1*. Сопротивление фоторезистора *ФР2* уменьшается, элемент *ЭЛК1* начинает излучать и, воздействуя на фоторезистор *ФР1*, обеспечивает эффективную регенерацию сигнала записи. В новом устойчивом состоянии триггера сопротивление фоторезистора *ФР1* невелико и электролюминесцентный конденсатор *ЭЛК1* стабильно и интенсивно излучает.

Считывание информации, связанное с возвращением триггера в исходное состояние, достигается по каналу

с оптроном *СД2—ФР3*. Одновременно обеспечивается стирание информации, накопленной в ячейке.

Отображение (индикация) информации осуществляется оптопарой *ЭЛК2—ФР4*. Одновременно благодаря видимому свечению возбужденных электролюминесцентных конденсаторов *ЭЛК1* и *ЭЛК2* достигается визуальная индикация электрического состояния триггера.

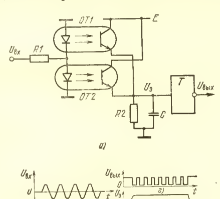


Рис. 6.26. Схема и временные диаграммы оптоэлектронного преобразователя сигналов

Оптоэлектронные ячейки рассматриваемого типа эффективно используются в качестве элементной базы цифровых систем с визуальным отображением информации [45]. Совокупность (мозаика) ячеек объединяется в плоский люминесцирующий экран, способный накапливать, хранить, наглядно показывать информацию различного объема и сложности.

Диодные и транзисторные оптроны успешно осуществляют нелинейное преобразование информации, поступающей на излучатель в форме импульсных электрических сигналов. В схеме, представленной на рис. 6.26,*а*, пакет волн синусоидального напряжения преобразуется в цифровые логические сигналы прямоугольной формы. Необходимое в подобных случаях выпрямление синусоидальных волн обеспечивается транзисторными оптронами, конструктивно объединенными в двухканальном оптоэлектронном модуле [46]. Сигнал $U_э$, формируемый

в эмиттерных цепях фототранзисторов, поступает затем на вход интегрального триггера Шмитта.

Действие преобразователя отражается временны́ми диаграммами, показанными на рис. 6.26,*б*—*е*. Светодиоды и оптически связанные с ними фототранзисторы при воздействии входных сигналов $U_{вх}$ (рис. 6.26,*б*) открываются попеременно. Поэтому напряжение $U_э$ в эмиттерных цепях фототранзисторов (не шунтированных конденсатором C) имеет форму однополярных полуволн (рис. 6.26,*в*). Триггер Шмитта в этом случае формирует

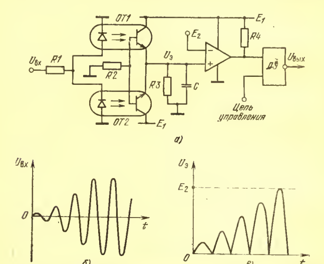


Рис. 6.27. Схема и временны́е диаграммы оптоэлектронного детектора ультразвуковых частот

на выходе пачку однополярных прямоугольных импульсов (рис. 6.26,*г*).

С введением в схему рис. 6.26,*а* конденсатора достаточно большой емкости напряжение $U_э$ изменяется согласно характеристике, показанной на рис. 6.26,*д*, а триггер Шмитта создает на выходе схемы длительный отрицательный импульс прямоугольной формы.

Оптроны эффективно выполняют различные операции, связанные с модуляцией, детектированием, генерацией, фильтрацией электрических колебаний, что характерно для радиотехнических преобразователей. Фрагмент схемы детектора ультразвуковых частот [47],

построенного с использованием транзисторных оптронов, показан на рис. 6.27,*а*. Сигналы $U_{вх}$ (рис. 6.27,*б*), поступающие в цепь светодиодов, формируются фильтром ультразвуковых частот. В состав устройства (рис. 6.27,*б*) входят также компаратор *К* и элемент транзисторно-транзисторной логики (ЛЭ).

Оптроны в данном случае выполняют по существу те же функции, что и в схеме на рис. 6.26,*а*. Напряжение $U_э$ на эмиттерах фототранзисторов изменяется согласно временнóй диаграмме рис. 6.27,*в*. Как только уровень $U_э$ достигает E_2, компаратор срабатывает и переключает ЛЭ, который, в свою очередь, приводит в действие систему индикации.

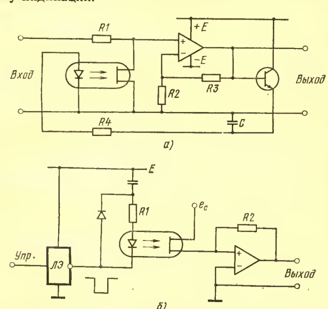


Рис. 6.28. Устройства с автоматической оптоэлектронной регулировкой передаточной характеристики

Сравнивая оптоэлектронный детектор (рис. 6.27,*а*) с известными чисто электронными аналогами, отмечаем, что применение оптронов дает возможность детектировать ультразвуковые частоты несложными техническими средствами (без мостовых выпрямителей и высокочастотных трансформаторов).

Автоматическую регулировку передаточной характеристики аналогового электронного устройства обеспечивают в широком диапазоне напряжений оптроны с полевыми фототранзисторами [48].

В схеме усиления электрических сигналов, показанной на рис. 6.28,*а*, полевой фототранзистор включен параллельно входной цепи операционного усилителя. В зависимости от уровня выходного сигнала изменяется (с помощью эмиттерного повторителя) ток проводимости светодиода, а следовательно, и электрическое сопротивление полевого фототранзистора. Таким образом, коэффициент передачи входного сигнала в цепь с усилителем автоматически управляется выходным потенциалом устройства.

Рассматриваемый усилитель, благодаря регулирующему действию оптрона, обладает широким динамическим диапазоном по входу. Согласно экспериментальным данным [48] при изменении амплитуды входного напряжения от 0,001 до 10 В выходное напряжение в схеме рис. 6.28,*а* изменялось в пределах 0,3...6 В.

В схеме, показанной на рис. 6.28,*б*, амплитуда выходных высокочастотных сигналов автоматически модулируется по закону, заданному управляющей секцией. Высокочастотные сигналы $e_с(t)$ постоянной амплитуды поступают на вход операционного усилителя через полевой фототранзистор. При включении логического элемента потенциал катода светодиода резко уменьшается и ток проводимости излучателя достигает высокого уровня, ограниченного лишь резистором $R1$. На этой стадии светодиод интенсивно излучает, сопротивление полевого фототранзистора невелико, и амплитуда высокочастотных сигналов на выходе устройства (рис. 6.28,*б*) максимальна.

В дальнейшем, однако, ток проводимости излучателя, по мере зарядки конденсатора C, непрерывно спадает по закону, близкому к экспоненциальному. Примерно так же спадает амплитуда высокочастотных сигналов, формируемых на выходе схемы рис. 6.28,*б*.

Отметим, что в работе [48] представлены и другие интересные применения оптронов с полевыми фототранзисторами в аналоговых электронных устройствах различного типа и назначения.

Активно исследуются возможности эффективного применения оптронов в системах преобразования и хра-

кения информации [48—50]. Значительный интерес в этом направлении представляют принципы двумерной обработки информации по электрическим и оптическим каналам [51, 52].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Носов Ю. Р., Сидоров А. С.** Оптронные микросхемы: классификация, области применения, перспективы развития. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978, вып. 10, с. 206—227.
2. **Garner L.** The light connection. — Popular Electronics, 1978, № 5, p. 66—69, 74.
3. **Iwatani K.** New digital counters meet future control requirements. — Jap. Electron. Engr., 1979, № 149, p. 28—31.
4. **Чоу, Кастелляно.** Операционный усилитель с оптроном. — Приборы для научных исследований, 1977, т. 48, № 5, с. 75—77.
5. **Ту Юнь-И, Блейклн.** Схема резисторного нагрева образца периодическими импульсами для спектроскопии оже-электронов. — Приборы для научных исследований, 1976, т. 47, № 12, с. 142—143.
6. **Riddle G. C.** Opto-isolator logic units. — Electronic Design, 1974, v. 22, № 12, p. 92—97.
7. **Крейнгел мл.** Использование оптрона в телефонном вызывном устройстве. — Электроника, 1975, т. 48, № 4, с. 57—58.
8. **Фихтенбаум.** Оптронная схема для индикации состояния телефонной линии. — Электроника, 1975, т. 48, № 24, с. 62—63.
9. **Нетцер.** Оптически изолированный зонд осциллографа, устраняющий помехи из-за связи через общую землю. — Электроника, 1978, т. 51, № 23, с. 71—72.
10. **Smallwood R. H.** A wideband, isolated amplifier for biological signals. — Electronic Engineering, 1976, v. 50, № 605, p. 8—9.
11. **Юшин А. М.** Применение тиристорного оптрона в радиоэлектронной аппаратуре. — Электронная промышленность, 1977, вып. 3, с. 64—68.
12. **Fukumaru N.** Photoelectric switches increasing rapidly in reliability. — Jap. Electron. Engr., 1974, № 90, p. 38—40.
13. **Whelan M. F.** Infra-red detector in well-lit conditions. — New Electronics, 1978, № 4, p. 26.
14. **Мортенсен.** Простой оптический датчик, не чувствительный к окружающему свету. — Электроника, 1975, т. 48, № 12, с. 60—62.
15. **Cornish L. S.** Optoelectronics applied to variable speed drives.— Electronic Engineering, 1974, v. 46, № 560, p. 18—19.
16. **Fryer D.** Proximity detector and profile follower. — New Electronics, 1979, № 9, p. 35.
17. **Маттера.** Линейные БИС: новые модели контроллеров, оптоэлектронных схем, преобразователей. — Электроника, 1978, т. 51, № 4, с. 46—50.
18. **Нормет.** Индикатор тока с защитой от перегрузки. — Электроника, 1977, т. 50, № 1, с. 72—73.
19. **Оливьер, Эйприл.** Недорогой трехфазный детектор пересечений нуля на оптронах. — Электроника, 1978, т. 51, № 24, с. 75—76.

20. **Шеркасон.** Использование оптрона в цепи обратной связи стабилизатора напряжения или зарядного устройства. — Электроника, 1977, т. 50, № 21, с. 59—60.
21. **High-voltage** isolation with opto-isolators. — Electronic Engineering, 1972, v. 44, № 527, p. 38.
22. **Шаров Л. Н.** Стабилизированный преобразователь с оптоэлектронными связями. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1975, вып. 7, с. 57—59.
23. **Iwasa H.** Photocouplers link up with new applications, demand.— Jap. Electron. Engr., 1976, № 118, p. 34—38.
24. **Sorensen H.** Opto-isolator in fuse monitor keeps indicators at ground potential. — Electronic Design, 1976, v. 24, № 12, p. 158.
25. **Роудески.** Защита тиристора при помощи оптрона. — Электроника, 1979, т. 52, № 1, с. 87.
26. **Степанов Ю. Б., Лукин А. В.** Высокочастотный интегрально-гибридный унифицированный источник питания. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978, вып. 10, с. 87—93.
27. **Дики К.** Применение оптрона в схеме АРУ. — Электроника, 1976, т. 49, № 2, с. 60—61.
28. **Малышков Г. М., Соловьев И. Н., Сапаев Х. Б.** Оптронная защита импульсного усилителя. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977, вып. 9, с. 265—267.
29. **Witt D.** Fotodetektoren und optoelektronische Koppelelemente. — Elektronik, 1973, H. 4, S. 123—128.
30. **Oliver D., Borrelli S.** Relay technology switches to solid state. — Electronics and Power, 1976, v. 22, № 8, p. 526—527.
31. **Schnierl H.** Solid-state relay, a fully electronic contactless relay with electrical isolation. — Components Report, 1977, v. 12, № 5, p. 163—167; № 6, p. 198—203.
32. **Semiconductor** relay. — Design News, 1979, v. 35, № 1, p. 22.
33. **Носовский А. В., Пулатов Р., Туякбаев А. А.** Линейный оптотрансформатор с температурной компенсацией передаточной характеристики. — Технические науки, 1974, № 17, с. 67—71.
34. **Забровский В. А., Буренин В. А.** Оптоэлектронный линейный трансформатор. — Электронная техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты, 1975, вып. 2 (8), с. 96—97.
35. **Маттера.** 27-я конференция по электронным компонентам. — Электроника, 1977, т. 50, № 10, с. 51—58.
36. **Optokoppler** mit neuen Eigenschaften. — Elektronik, 1976, H. 7, S. 74.
37. **Оптический** переключатель пределов измерений. — Электроника, 1975, т. 48, № 13, с. 18—19.
38. **Свечников С. В., Смовж А. К., Каганович Э. Б.** Фотопотенциометры и функциональные фоторезисторы. — М.: Сов. радио, 1978.—184 с.
39. **Малышков Г. М., Русланов В. И.** Ключевые схемы с оптоэлектронными преобразователями. — Электронная техника в автоматике/ Под ред. Ю. И. Конева, — М.: Сов. радио, 1973, вып. 4, с. 119—121.
40. **Schaltungsbeispiele** mit Optokopplern. — Radio Fernsehen Elektronik, 1977, Bd. 26, H. 4, S. 137—138.
41. **Gile W. W., Taylor R. A.** Opto-isolators replace relays for the injection of time-mark signals. — Electronic Design, 1973, v. 21, № 26, p. 110.

42. **Bluzer N., Stehlik R.** Buffered direct injection of photocurrents into charge-coupled devices. — IEEE J. Sol.-St. Circuits, 1978, v. SC-13, № 1, p. 86—92.
43. **Оптическая** обработка информации [Сб. статей]: Пер. с англ./ Под ред. С. П. Ерковича. — М.: Мир, 1966. — 380 с.
44. **Автономов В. А., Варламов И. В., Володин Е. Б., Полторацкий Э. А.** Оптоэлектронное устройство для перемножения аналоговых величин. — Электронная техника. Сер. 6. Микроэлектроника, 1969, вып. 2, с. 14—16.
45. **Бистабильные** фоторезисторные оптроны/ Е. Л. Иванов, И. А. Дворников, В. И. Ильнский и др. — М.: Энергия, 1976, 88 с.
46. **Френзел.** Использование оптического изолятора для преобразования тока в цифровой логический сигнал. — Электроника, 1975, т. 48, № 15, с. 57—58.
47. **Krell I.** Optical isolators provide diverse function in signal-detector circuit. — Electronic Design, 1973, v. 21, № 12, p. 104.
48. **I-Chih Chen R., Sahm W. H.** A bilateral analog FET optocoupler. — IEEE Trans., 1978, v. CE-24, № 3, p. 247—261.
49. **Корольков В. И., Макушенко Ю. М.** Построение логических схем на AlGaAs *p—n—p—n*-структурах. — Микроэлектроника, 1978, т. 7, № 2, с. 133—141.
50. **Мошкин В. И., Орликовский А. А.** Элементы оптоэлектронных систем обработки информации. — Зарубежная электронная техника, 1975, № 13, с. 79.
51. **Удалов Н. П., Бусурин В. И.** Общие вопросы расчета и применения оптрона с управляемым каналом. — В кн.: Тезисы докладов Всесоюзного научно-технического семинара «Применение средств оптоэлектроники в контрольно-измерительных системах». — Фергана: Ферг. политехн. ин-т, 1978, с. 6—8.
52. **Адирович Э. И., Гальперин Е. И., Рубинов В. М., Цибулин Э. В.** Новый принцип двумерной линейной обработки электрических и оптических сигналов. — Микроэлектроника/ Под ред. А. А. Васенкова. — М.: Сов. радио, 1975, вып. 8, с. 82—89.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отечественной оптронной технике 10 лет: именно в 1971 г. появились ее первенцы — диодная оптопара АОД101 и оптоэлектронная переключательная микросхема К249ЛП1. Разработка десятков типов оптронов с различными электрическими и эксплуатационными характеристиками, организация их массового многомиллионного промышленного производства, широкое применение для решения задач вычислительной техники, автоматики, приборостроения, радиотехники и связи, ядерной и медицинской электроники, электротехники —

все это позволяет говорить об оптронах как о новом классе изделий электронной техники *).

Основная отличительная особенность оптронов — наличие гальванической развязки между входом и выходом — присуща каждому прибору этого класса; в то же время функциональные возможности оптронов выходят далеко за рамки использования лишь одного этого свойства.

В этой книге представлена широкая номенклатура оптопар с диодным, транзисторным, резисторным, тиристорным выходами, переключательные оптоэлектронные микросхемы, сигнальные силовые микросхемы коммутационного типа, специальные виды оптронов. В электронной схеме эти приборы могут выполнять функции импульсного трансформатора и реле, переменного резистора и потенциометра, переменного конденсатора и управляемого магниточувствительного элемента, маломощной батарейки и короткой линии связи. Этим перечислением не исчерпываются все сегодняшние и завтрашние функциональные возможности оптрона.

За десятилетие промышленного развития намного улучшились и технические характеристики оптронов: времена переключения диодных оптопар уменьшены до 20 ... 30 нс, времена логической задержки лучших переключательных оптоэлектронных микросхем находятся на уровне ≈ 70 ... 100 нс. Минимальные входные токи от уровня 10 ... 20 мА в 70-е годы снижены до 3 ... 5 мА, а в отдельных случаях до 0,5 мА. Созданы транзисторные оптопары с коэффициентом передачи тока до 10 000%, тиристорные оптопары, коммутирующие мощность в нагрузке $\sim 0{,}5$ МВт, дифференциальные оптроны для передачи аналоговых сигналов с искажениями менее 0,5 ... 1%, оптроны с напряжением развязки до 5 ... 7 кВ (а в специальных типах до 40 ... ... 50 кВ) и с практически идеальной изоляцией входа от выхода ($R_{\text{разв}} > 10^{12}$ Ом и $C_{\text{разв}} < 0{,}1$ пФ).

Наиболее широкое применение оптроны нашли в цифровых устройствах: кроме повсеместного обеспечения гальванической развязки в ряде схем (ждущие мультивибраторы, триггеры Шмитта) повышается помехоустойчивость по цепи управления; в других генера-

*) По оценкам журнала Electronics объем производства оптронов достигает 7 ... 8% объема всех дискретных полупроводниковых приборов: диодов, транзисторов, тиристоров.

торных схемах способность оптронов к равноценной передаче как импульсного сигнала, так и постоянной составляющей используется для управления временными параметрами в весьма широких пределах. Использование оптронов в линейных схемах только начинается, но появление в последнее время серии дифференциальных оптронов с высокой степенью идентичности передаточных характеристик позволяет надеяться на быстрый прогресс в этой области.

Применение тиристорных и транзисторных оптопар в устройствах коммутации силовой нагрузки стало традиционным; то же можно сказать и об использовании маломощных транзисторных и диодных оптопар в схемах приборной автоматики.

Оптоизоляторы (оптопары с высоким напряжением развязки) и «длинные оптроны» на основе волоконно-оптических световодов по сути являются внеконкурентными приборами для высоковольтной аппаратуры электропривода, систем энергораспределения, линий электропередачи, высоковольтных СВЧ устройств. Использование оптронов в этой аппаратуре стимулирует улучшение изоляционных свойств вновь разрабатываемых приборов.

Успешному распространению оптронов способствуют не только их уникальные развязывающие свойства и высокие электрические параметры, но и оптимальное конструктивное использование. Практически все отечественные оптроны выпускаются в стандартных корпусах полупроводниковых приборов и микросхем; заметное распространение получили многоканальные оптроны (несколько одинаковых оптронов в одном корпусе); создана серия миниатюрных бескорпусных оптопар для использования в гибридных интегральных схемах и микросборках.

Наряду с решением инженерно-технических задач оптронной техники — создание новых типов приборов, освоение их промышленного выпуска, применение в аппаратуре — шло и идет развитие научной базы. Физика оптронов, основанная на изучении процессов инжекционной электролюминесценции в светодиодах и фотоэлектрических явлений в полупроводниках, прогнозирует возможность дальнейшего качественного скачка в повышении определяющих параметров оптронов. Уже несколько лет прошло, как советскими физиками экспе-

риментально установлено, что внутренний квантовый выход для ряда типов излучающих структур близок к 100%. Квантовая эффективность кремниевых фотоприемников практически также составляет 100%. Поэтому для оптрона, как для прибора, в котором нет необходимости выводить излучение наружу, фактически нет физических ограничений для достижения коэффициентом передачи тока (без внутреннего усиления) и соответственно КПД энергетического преобразования значений, близких к 100% или, по крайней мере, составляющих десятки процентов. Вопрос «лишь» *) в разработке оптимальных конструкций, используемых материалов (в первую очередь иммерсионной среды), технологии.

Высоки значения и возможного быстродействия оптронов: граничные частоты оптимально сконструированных современных излучателей с двойной гетероструктурой достигают 0,5 ... 1 ГГц, что соответствует временам переключения, близким к 1 нс. Предельное быстродействие фоточувствительных *p—i—n*-структур и лавинных фотодиодов еще выше. Таким образом, освоение оптронами наносекундного диапазона и подготовка «вторжения» в субнаносекундную область физически обосновано.

Таковы в общих чертах итоги первого десятилетия становления оптронной техники, таковы основные успехи. В то же время оптроны представляют собой класс приборов еще очень далекий от завершения своего развития, быстро прогрессирующий как в области разработки и производства, так и в области применения. А этот прогресс выдвигает и требует решения целого ряда проблем в области физики, технологии, приборного конструирования, исследования свойств оптронов. Основные из этих проблем могли бы быть, по мнению авторов, сформулированы следующим образом.

В области создания новых типов приборов:

— создание оптронов, в которых сочетаются высокие значения всего комплекса определяющих электрических характеристик (коэффициент передачи, быстродействие, изоляция);

— расширение номенклатуры оптронов с новыми функциональными возможностями их выходных цепей;

*) Это слово взято нами в кавычки, так как за ним видится будущий многолетний труд больших инженерных коллективов конструкторов, технологов, исследователей.

— повышение быстродействия оптронов и оптронных интегральных микросхем, освоение наносекундного диапазона;

— создание оптронов с резко улучшенными передаточными характеристиками ($K_i > 10 \ldots 20\%$), пригодных для изготовления гальванически развязанных источников питания:

— повышение степени интеграции — создание многоканальных оптронов и многоканальных оптронных интегральных микросхем;

— создание «длинных» оптронов на основе использования достижений волоконнооптических линий связи;

— создание специальных оптронных элементов связи (и развязки), пригодных для внутриблочных и межблочных соединений в аппаратуре на микросборках;

— создание оптронов с линейной передаточной характеристикой в достаточно широком диапазоне входных токов;

— создание дифференциальных оптронов с неидентичностью передаточных характеристик на уровне 0,1 ... 0,01%;

— создание серии оптронов и оптронных интегральных схем, пригодных для передачи информационных сигналов микроамперного диапазона (микромощная оптронная техника);

— создание разнообразных оптронных датчиков, в том числе для контроля влажности и загазованности среды, для контроля магнитного поля и т. п.;

— на основе повышения КПД энергетического преобразования «электричество — свет — электричество» создание разнообразных экономичных активных оптронов с внутренней положительной обратной связью таких, как регенеративные оптроны, оптронные преобразователи и усилители света и изображения;

— создание серии оптронов с управляемым оптическим каналом, характеризующихся низковольтностью и слаботочностью цепи управления, высоким быстродействием, миниатюрностью конструктивного исполнения.

В области физики и технологии:

— синтезирование материалов иммерсионных сред для оптронов с оптической плотностью, приближающейся к оптической плотности кристаллов излучателя и фотоприемника;

— синтезирование материалов иммерсионных сред (электрооптических, магнитооптических и др.) для оптронов с управляемым оптическим каналом;

— разработка методов изготовления структур светодиодов с улучшенной односторонней направленностью излучения;

— разработка конструкции и технологии «планарного» оптрона с односторонним расположением входных и выходных выводов, пригодного для автоматизации процессов измерения и сборки;

— разработка специализированных оптронных корпусов, пригодных для работы в жестких эксплуатационных условиях, и обладающих улучшенными параметрами гальванической развязки;

— разработка технологии «дешевого» оптрона на основе использования излучателя, изготавливаемого методами газофазной эпитаксии, перехода на пластины излучателей и фотоприемников большого диаметра, использования групповых методов обработки, механизации и автоматизации контрольно-измерительных и монтажно-сборочных работ и т. п.;

— разработка конструкции тонкопленочного оптрона — элемента будущих устройств интегральной оптики;

— поиски полупроводниковых материалов, пригодных для создания излучающей, изолирующей и фоточувствительной областей внутри одного монокристалла («монолитный» оптрон);

— разработка математических, физико-топологических и схемотехнических моделей оптронов различного устройства, адекватно отображающих их свойства;

— повышение эксплуатационных характеристик разрабатываемых оптронов, в первую очередь их устойчивости к воздействию повышенной температуры и проникающей ядерной радиации.

Для последовательного решения этих проблем потребуются многие годы, тем не менее нет сомнения в том, что уже в ближайшее время все расширяющееся производство и применение оптронов будет способствовать выполнению поставленной XXVI съездом КПСС задачи дальнейшего прогресса радиоэлектроники.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

ОГЛАВЛЕНИЕ

ЮРИЙ РОМАНОВИЧ НОСОВ
АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ СИДОРОВ

ОПТРОНЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Редактор *И. М. Волкова*
Художественный редактор *Н. А. Игнатьев*
Технический редактор *И. Л. Ткаченко*
Корректор *Н. Л. Жукова*

ИБ № 550

Сдано в набор 11.09.80 Подписано в печать 9.01.81 Т-00710
Формат 84×108 $^{1}/_{32}$ Бумага тип. № 2 Гарнитура литерат. Печать высокая
Усл. печ. л. 14,7 Уч.-изд. л. 15,78 Тираж 30 000 экз.
Изд. № 19592 Зак. № 767 Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693
Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома»
Государственного Комитета СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

-00710
сокая
экз.

